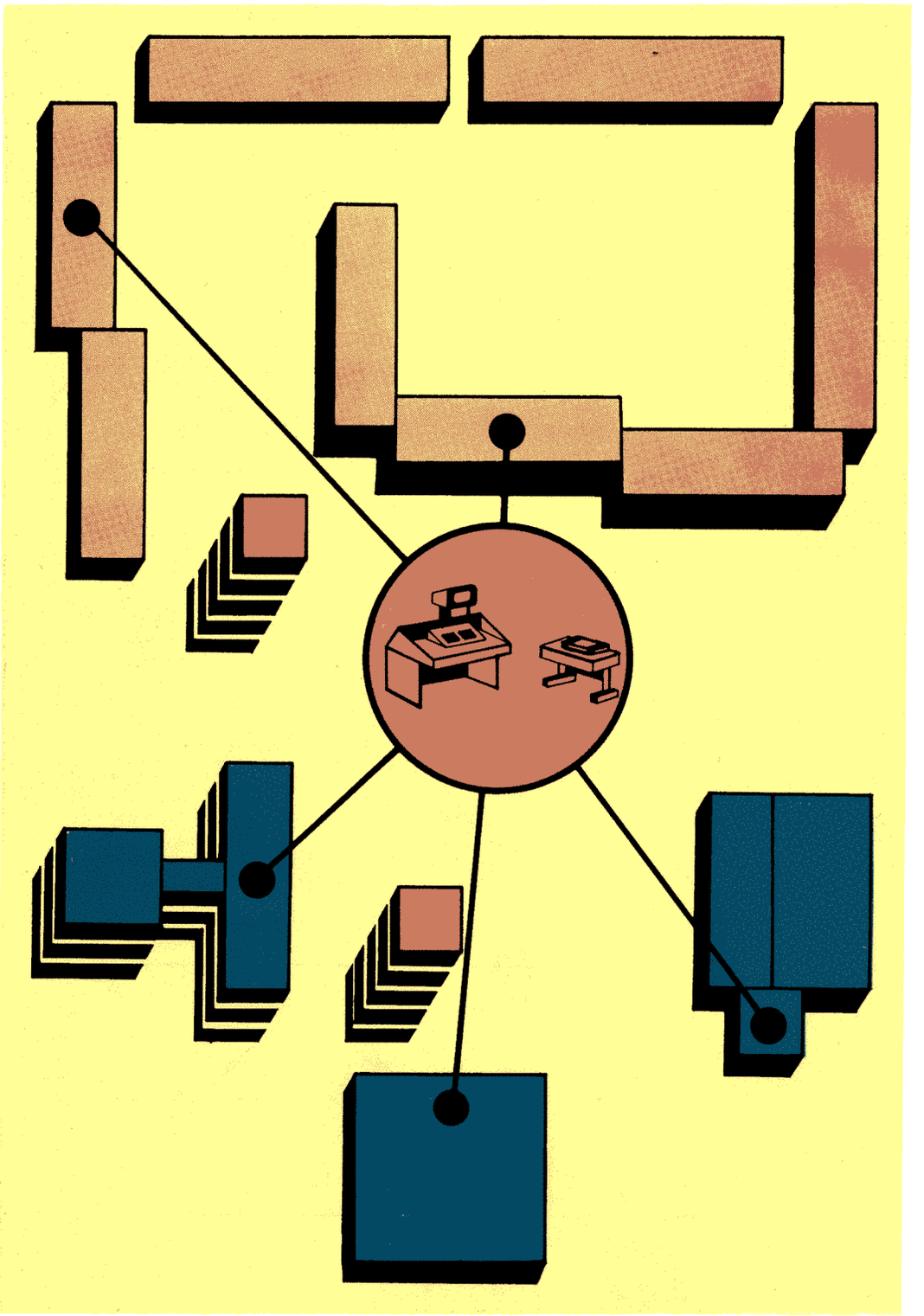
1 msr

1982 messen · steuern · regeln



25. Jahrgang
Heft 1
Januar 1982

Verlagspostamt Leipzig
EVP: 4,00 M

**VEB
Verlag Technik
Berlin**

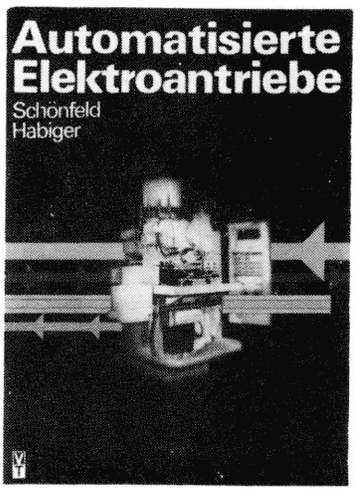
Index 32 525
ISSN 0026-0347

Neuerscheinung

Automatisierte Elektroantriebe

Von Prof. Dr.-Ing. habil. Rolf Schönfeld und Prof. Dr.-Ing. habil. Ernst Habiger

532 Seiten, 445 Bilder, 60 Tafeln, Kunstleder, 40,— M, Ausland 52,— M.
Bestellangaben: 552831 9 Schönfeld, El.-Antriebe



In diesem Fachbuch werden der Entwurf und die Dimensionierung automatisierter Elektroantriebe behandelt. Modernsten Erkenntnissen folgend, wird dabei das elektrische Antriebssystem grundsätzlich als Basiselement einer Automatisierungshierarchie betrachtet. Der Text wird durch eine Vielzahl instruktiver Bilder und Tafeln ergänzt.

Das Buch wendet sich an Entwickler und Projektanten automatisierter elektrischer Antriebssysteme sowie an Studenten der Elektrotechnik. Ein sehr umfangreiches Literaturverzeichnis ermöglicht das vertiefte Eindringen in Spezialgebiete.

Hauptabschnitte: Einführung · Grundlagen des Entwurfs automatisierter Antriebssysteme Bauelemente und Geräte zur Automatisierung von Elektroantrieben Das Zusammenwirken der Motoren mit leistungselektronischen Stellgliedern · Berechnung dynamischer Vorgänge in Antriebssystemen · Entwurf und Dimensionierung geregelter Antriebe · Anwendung von Analog- und Digitalrechnern zur Simulation und Berechnung von Antriebssystemen · Beschreibung, Planung und Projektierung der Steuereinrichtungen · Die störsichere und zuverlässigkeitsgerechte Gestaltung automatisierter Antriebssysteme.

Vertriebsrechte für BRD, Berlin (West) und Schweiz vergeben.

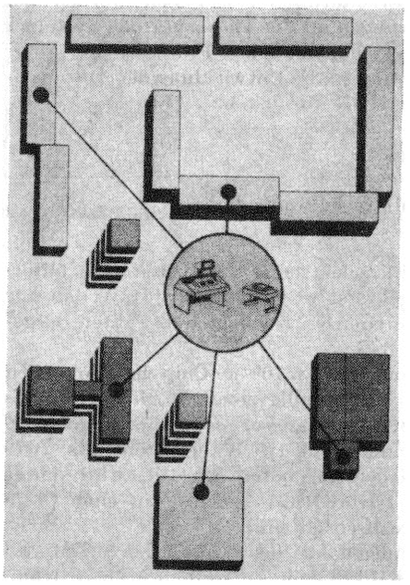
Soeben erschienen. Im Fachbuchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

msr

messen · steuern · regeln

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift für die Automatisierungstechnik



Ständig steigende Ansprüche an Komfort und Wirtschaftlichkeit im Wohn-, Arbeits- und Verkehrsbereich bedingen einen hohen Umfang an gebäudetechnischen Anlagen. Eine wirtschaftliche Fahrweise dieser Anlagen ist durch Einzelbedienung nicht mehr realisierbar. Mit Hilfe sog. Gebäudeautomatisationssysteme wird es möglich, eine große Anzahl dezentraler technologischer Anlagen, wie sie z. B. im komplexen Wohnungsbau mitsamt den dazugehörigen gesellschaftlichen Einrichtungen auftreten, ökonomisch und mit optimaler Güte zu steuern und zu überwachen.
Das in der DDR entwickelte System GAA 5000 wird im Beitrag auf S. 7 vorgestellt.

Titelgrafik: *G. Schwesinger*

Herausgeber:
Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der KDT

Redaktionsbeirat:
Obering. G. F. Berg, Dr. rer. nat. A. Borgwardt, Dr.-Ing. E.h.W. Britall, Prof. Dr.-Ing.W. Fritzsch, Doz. Dr.-Ing. H. Fuchs, Dr. rer. nat. H. Gena, Dipl.-Ing. H. Gottschalk, Dr.-Ing. K. Hilscher., Prof. Dr.-Ing. habil. D. Hofmann, Dipl.-Ing. K. Keller, Prof. em. Dr. phil. nat. Dr.-Ing. E. h. H. Kindler, Dipl.-Phys. G. Meister, Dr.-Ing. J. Müller, Prof. Dr. sc. techn. R. Müller, Obering. K.-H. Nagel, Prof. Dr.-Ing. S. Pilz, Dr.-Ing. W. Reichel, Prof. Dr. sc. techn. K. Reinisch, Dr.-Ing. H. Schulze, Prof. Dr.-Ing. H. Töpfer, Prof. Dr. sc. oec. G. Viehweger

1

25. Jahrgang
Januar 1982

VEB VERLAG TECHNIK

AUFSÄTZE

ISSN 0026-0347

2 *H. Fuchs* und *U. Bahrs*
Bemerkungen zur Entwicklung der Automatisierungstechnik

7 *H. Ehlert, D. Drutkowski* und *H. Würdisch*
GAA 5000 — ein neues System von Gebäudeautomatisierungsanlagen

13 *R. Palm*
Instationäre stochastische Vorgänge mit begleitenden Poisson-Prozessen

17 *R. Noisser*
Beitrag zur numerischen Berechnung der Abtastübertragungsfunktion

22 *J. Kurths*
Kombinationsalgorithmus zur Parameterschätzung im Modell gestörter Harmonischer

25 *L. Friedrich*
Geschlossene Darstellung im diskreten Fall — Theoretische Grundlagen

32 *M. Krönert*
Rechnergestützte polyoptimale Lenkung diskreter, diskontinuierlicher Produktionsprozesse der Strukturklasse Halbordnung

36 *F. Bening*
Zur Berechnung der Restwelligkeit von Pulsdemodulatoren

39 *J. Thomas, A. Hänsel* und *B. Riedel*
Laborpraktische Ausbildung zur Prozeßautomatisierung mit Rechnern

45 **Programmierbare nichtnumerische Steuerungen (XII)**

47 *R. Wolf* und *K. Fiedler*
Elektronische Schaltungen der Automatisierungstechnik (35)

49 **AUS DER ARBEIT DER WGMA**

50 **TAGUNGEN UND KOLLOQUIEN**

52 **PERSÖNLICHES**

53 **PATENTREFERATE**

54 **BUCHBESPRECHUNGEN**

57 **VORSCHAU UND KURZINFORMATIONEN**

3. US **NEUE BÜCHER AUS DER UDSSR**

Doz. Dr.-Ing. *H. Fuchs* und Dr.-Ing. *U. Bahrs*, Berlin[1])

Bemerkungen zur Entwicklung der Automatisierungstechnik

IA 6.1.

0. Einleitung

Die bisherige Entwicklung der Automatisierungstechnik ist durch typische Entwicklungsetappen charakterisiert, in denen sich neue Generationen von Automatisierungsmitteln durchsetzten. Stimuliert wurden diese Etappen durch die jeweils verfügbaren Bauelemente, die notwendigen Hilfsenergien sowie die vorherrschenden theoretischen Betrachtungs- und Beschreibungsweisen.

Ein revolutionierender Entwicklungssprung in eine neue Etappe war die Einführung des Meßumformers und des Einheitssignals etwa um 1950. Das Prinzip, das Prozeßgeschehen in einem vom Prozeßmedium vollständig abgetrennten Signalbereich abzubilden, gab die Möglichkeit der nahezu unbegrenzten Weiterverarbeitung dieser Einheitssignale. Dabei wurde durch die funktionell dezentrale Prozeßführung eine gute Zuverlässigkeit erreicht [1].

Verbunden mit der analogen Rechentechnik stiegen damit die funktionellen Möglichkeiten auf ein beträchtliches Niveau.

Ein weiterer entscheidender Entwicklungssprung wurde etwa 1960 durch die Einbeziehung der digitalen Rechentechnik in die Automatisierungstechnik vollzogen. Parallel dazu erfolgte die Eingliederung der Regelungstheorie in den komplexen Rahmen der technischen Kybernetik. Dadurch wurden wiederum neue Impulse für die Analyse und Synthese von Objekten und Automaten der automatischen Steuerung freigesetzt.

Regelungstechnik und Steuerungstechnik, zwei bis dahin getrennte Spezialgebiete, begannen zusammenzuwachsen und wurden theoretisch sowie praktisch miteinander verknüpft.

In dieser Phase ergab sich auch ein Mißverhältnis zwischen Theorie und Praxis der Automatisierungstechnik. Die Verfahren zur Identifikation und Modellierung von Regelstrecken und Objekten waren nicht soweit ausgebaut, daß die Prozeßmodelle den praktischen Erfordernissen bei der Nutzung moderner Algorithmen entsprechen. Andererseits setzten sich aus Gründen der Einfachheit, Zuverlässigkeit und Ökonomie technische Lösungen durch, die theoretisch zu diesem Zeitpunkt nur unvollkommen oder unübersichtlich zu beschreiben waren, z. B.

- nichtlineare Regler
- Mehrpunktregler
- Tastregler und
- Regler mit pulsbreitenmodulierten Signalen.

Mit der Nutzung der ersten Prozeßrechner wurden weitere theoretische Möglichkeiten eröffnet. Die algorithmische Potenz der Digitalrechner aktivierte die Theorie der automatischen Steuerung in bisher nicht möglichem Maße, dazu gehören u. a.

- Adaptivregelungen
- Zustandsraumkonzepte
- Petri-Netze
- stochastische Beschreibungen.

Der Prozeßrechner setzte sich aus technischen und ökonomischen Erwägungen nur bei bestimmten Objekten durch (mangelnde Zuverlässigkeit zentralisierter Strukturen, notwendiges „back up") und brachte keine Ablösung der konventionellen Meß- und Regelungstechnik.

Ab Mitte der 70er Jahre gab es neue gerätetechnische Möglichkeiten auf der Grundlage der raschen Entwicklung der Mikroelektronik, Mikroprozessoren, Mikrorechner, und entsprechende Peripherieschaltkreise führten zu neuen Strukturen der Geräte (Bus-Systeme) und der Anlagen (dezentrale Anlagenstrukturen) und entsprechender Kommunikationssysteme zum Operateur (Bildschirmeinheiten). Damit sind weitere Möglichkeiten der Nutzung theoretischer Erkenntnisse erschlossen worden bei gleichzeitig neuen Forderungen an die Theorie (große Systeme) und an die Gestaltung der technologischen Prozesse.

Von dieser Ausgangssituation ist die Entwicklung der Automatisierungsgerätetechnik der DDR abzuleiten.

1. Entwicklung der Mikroelektronik

Zur Entwicklung der Mikroelektronik sind bereits die unterschiedlichsten Beiträge geleistet worden [2] bis [5], so daß nur einige den Stand und die Grenzen beleuchtende Fakten dargelegt werden sollen.

Der steigende Integrationsgrad $> 10^5$ je Chip bei sinkenden Kosten je Funktion führt zu ständig neuen Möglichkeiten des Aufbaus hochintegrierter Schaltkreise, der Informationsverarbeitung und Speicherung (Bild 1). Während bereits 1978 erste 64-Kbit-RAM-Speicher angeboten wurden, wird damit gerechnet, daß 1985/86 1-Mbit-RAM-Speicher auf einer Chipfläche von 10—40 mm² realisierbar sind.

Programmierbare Schaltungen auf der Grundlage von Mikroprozessoren und Einchip-Mikrorechnern werden größere Komplexität und eine höhere Arbeitsgeschwindigkeit haben, d. h. Wortbreiten von 16 und 32 bit und Taktfrequenzen von 8 und 16 MHz. Um die Entwurfsphase von integrierten Schaltkreisen rationell zu gestalten, werden programmierbare Schaltkreise (PLA) an Anwendungsbreite gewinnen, da logische Schaltungen in kurzer Frist nach dem Masterslice-Verfahren entworfen werden können und der Prüfaufwand wesentlich reduziert werden kann.

Der Anwendung von analogen Schaltkreisen größerer Komplexität steht häufig der größere technologische Aufwand und der hohe Prüfaufwand entgegen, der auch in naher Zukunft keine wesentliche Veränderung erfahren wird.

Aus heutiger Sicht zeichnen sich in der Halbleitertechnologie folgende Richtungen ab, die die Gebrauchswerte der Schaltkreise wesentlich beeinflussen werden. Durch lithografische Prozesse der Schaltkreisherstellung wird in der MOS-Technologie eine Strichbreite von $< 1\ \mu m$ unter Produktionsbedingungen möglich. Damit lassen sich noch wesentlich höhere Arbeitsgeschwindigkeiten erreichen. Es wäre wünschenswert, die Versorgungsspannungen von gegenwärtig 5 V auf 2—3 V herabzusetzen, um die Verlustleistungen zu senken. Wegen der dann nicht mehr gegebenen Kompatibilität zu den vorhandenen Schaltkreisen ist dieser Weg noch umstritten. Es wird erwartet, daß in den nächsten 10 Jahren für alle Halbleitertechnologien Groß- und Größtintegrationen vorliegen. Dabei machen die n-Kanal-MOS- und die CMOS-SOS-Technik die größten Fortschritte (einschließlich der Weiterentwicklung der bipolaren Injektionslogik (I^2L)). Für die n-Kanal-MOS- und die CMOS-SOS-Technik spricht vor allem der geringere Leistungsbedarf. Einige erwartete Grenzwerte für 1981 und 1983 sind in Tafel 1 angegeben. Diese Werte sind Grundlage für die Planungen zum Einsatz der Mikroelektronik in der Automatisierungstechnik.

Die abzuleitenden Konsequenzen betreffen sowohl die Gerätetechnik und Anlagen in Leistungsparametern und Struktur als auch den zunehmenden Anteil der Software-Arbeiten, die Projektierung, Inbetriebnahme und Wartung von Automatisierungsanlagen [6].

[1]) Mitteilung aus dem Institut für Regelungstechnik, Forschungszentrum des Kombinats VEB EAW „Friedrich Ebert" Berlin.

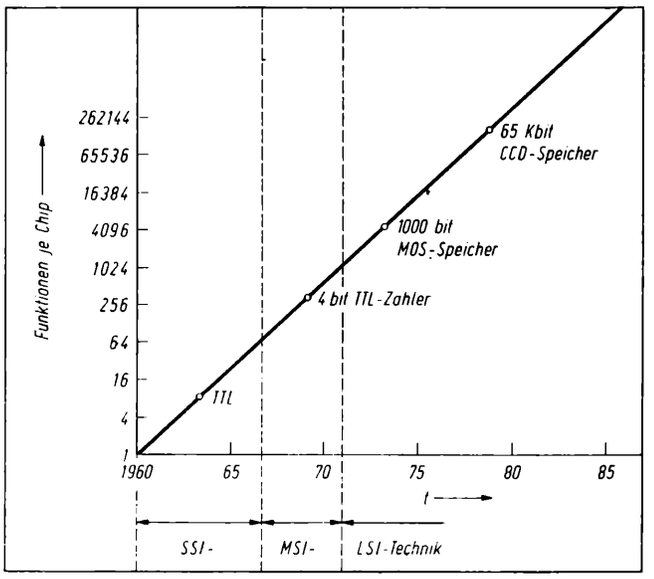


Bild 1. Entwicklung des Integrationsgrades mikroelektronischer Schaltkreise

2. Gesichtspunkte zum Stand und zur Entwicklung der Regelungstheorie

Die klassische lineare Regelungstheorie, die etwa in den späten 50er Jahren einen gewissen abgerundeten Stand erreichte, lieferte Entwurfsmethoden für Einfachregelkreise, die sowohl den Praktiker als auch den Theoretiker weitgehend befriedigten. Der erreichte Stand gestattete den analytischen Systementwurf von Regelkreisen mit P-, PI-, PD- und PID-Algorithmen. Gerätetechnisch ist diese Phase einerseits gekennzeichnet durch Regeleinrichtungen, die autonom an zu regelnden Aggregaten wirkten, und andererseits durch Zusammenfassung der Regeleinrichtung in Meßwarten, bei nach wie vor dezentraler Prozeßführung. Strukturell hervorzuheben ist in dieser Phase die Anwendung der Hilfsgrößenaufschaltung x_H, y_H über DT- und PT-Glieder.

Gerätetechnisch stehen dem Entwerfer eine eingeschränkte Zahl von standardisierten Grundfunktionselementen zur Verfügung, durch deren Kombination das gewünschte Verhalten projektiert wird (Einzweck-Elemente mit P-, I- oder D-Verhalten). Das durch den Meßumformer aufbereitete Signal wurde fast ausschließlich analog weiterverarbeitet, wobei gerade diese Beschränkung auf analoge Gerätetechniken der Realisierung weiterführender moderner kybernetischer Verfahren ernste Hindernisse entgegensetzte. Vergleichsweise aufwendig und problematisch sind in analoger Technik z. B.

- die Multiplikation und Division von Signalvariablen
- die Speicherung von Signalwerten
- die Einführung typischer Nichtlinearitäten
- die Einbeziehung diskreter Ereignisse in den Algorithmus
- die freizügige Vermaschung zur Bildung komplexer Strukturen
- die Beherrschung von Genauigkeitsverlusten durch Drifteffekte bei längeren Ketten.

Die Einführung des Digitalrechners als freiprogrammierbare Basis digitaler Regler gestattet die Lösung einer Vielzahl von Elementaraufgaben, die sich in drei charakteristische Gruppen gliedern lassen [7]:

- Arithmetische Operationen, wie die vier Grundrechenarten, die Radizierung, die Betragsbildung, das Zählen von Ereignissen u. a.
- Dynamische Operationen, wie die zeitliche Integration und Differentiation, die Verzögerung und Bandbegrenzung von Signalen, die Bildung ereignisbezogener Zeitmarken u. a.
- Logikoperationen, wie Konjunktion, Disjunktion und Negation von Binärvariablen, das Berechnen von Schaltfunktionen, digitale Operationen u. a.

Bei der Realisierung der aufgeführten Elementaraufgaben und ihrer Einbeziehung in übergeordnete komplexe Operationen trifft man allerdings auch auf qualitativ neue Probleme, wie z. B. die serielle Abarbeitung der Algorithmen mit Reihenfolge-, Koordinierungs- und Adressierungsfragen sowie die prinzipbedingten Warteschlangen.

Die gestiegenen Möglichkeiten der Meßgrößenverarbeitung, insbesondere durch den Einsatz von Mikrorechnern, hatten eine bedeutende Weiterentwicklung der theoretischen Basis zur Folge. Die klassische Regelungstheorie wurde durch theoretische Beiträge zu digitalen getasteten Reglern ergänzt und erweitert. Dazu sei das Beispiel eines digitalen Reglers erläutert.

Bei digitalen Reglern nach dem Abtastprinzip werden stets (wie im Beispiel, Bild 2) die analog anliegenden Signale $x_A(t)$ durch periodisches Abtasten (Abtastzeit T_0) in das Signal $x_A(nT_0)$ gewandelt. Dieses wird im A/D-Umsetzer in ein digitales Signal $x_D(nT_0)$ umgesetzt und dem Digitalrechner zugeleitet.

Die Abtastung des digital ausgegebenen Rechenergebnisses $y_D(nT_0)$, dem Algorithmus entsprechend berechnet, erfolgt versetzt um die Zeit T_R, die Digitalrechner und A/D-Umsetzer zur Abarbeitung benötigen. Die D/A-umgesetzten analogen Informationen $y_A(nT_0)$ werden durch das Halteglied während der Abtastperiode gespeichert, um den Stellgliedern kontinuierliche Signale bereitzustellen.

Es ist offensichtlich, daß eine derartige Struktur des Reglers vielfältige Möglichkeiten bietet, insbesondere die der Programmierung anspruchsvoller Regelalgorithmen.

Eine Übersicht zum Entwurf linearer Tastglieder zeigt Bild 3. Es wird ausgegangen von der regelungstechnischen Aufgabenstellung, der gegebenen Strecke und Stelleinrichtung sowie dem Entwurfsziel. Eine Auswahl von Entwurfsprinzipien führt für den speziellen Fall zu unterschiedlichen gerätetechnischen Lösungen. Bild 3 zeigt somit ein z. Z. realisierbares Konzept für den Entwurf von Tastreglern. Dabei wird nicht näher auf gewisse spezielle Regelkreisstrukturen eingegangen, die innerhalb der letzten Jahre häufig Gegenstand theoretischer und praktischer Untersuchungen waren und durch deren Einsatz das Regelverhalten einfacher, einschleifiger Regelkreise wesentlich verbessert werden konnte, sich aber im praktischen Gebrauch noch nicht allgemein durchgesetzt haben [8]. Dazu gehören

- vermaschte Regelkreise als Kaskadenschaltung oder Störgrößenaufschaltung mit zusätzlichem zweiten Regler bzw. Steuerglied
- Mehrgrößenregelungen an Prozessen mit mehreren, sich gegenseitig beeinflussenden Eingangs- und Ausgangsgrößen mit Haupt- und Koppelregler

Tafel 1. Erwartete Parameter von integrierten Schaltkreisen in n-Kanal-MOS- und CMOS-SOS-Technik

Parameter	1981	1983
Prozeßinnovationen	vergrabene Kontakte 2-poly-Si-Ebenen	Elektronenstrahl-Fotolithografie
Strichbreite	3,5 µm	2 µm
Typische Chipgröße	5 mm²	6 mm²
Scheibenabmessungen	25 cm²	32 cm²
Fehlerdichte (je Ebene)	1 cm⁻²	0,5 cm⁻²
Typischer Integrationsgrad	80000 Transistor-funktionen	150000 Transistor-funktionen
Speicherkapazitäten (typische Serienprodukte)	16 Kbit RAM[1]) 8 Kbit EPROM[2]) 64 Kbit ROM[3]) 16 bit MP[4]) Wortbreite	64 Kbit RAM[1]) 32 Kbit EPROM[2]) 128 Kbit ROM[3]) 32 bit MP[4]) Wortbreite

[1]) RAM: random access memory (Schreib-Lese-Speicher).
[2]) EPROM: electrically erasable programmable ROM (elektrisch löschbarer Festwertspeicher).
[3]) ROM: read only memory (Lese-Speicher, Festwertspeicher).
[4]) MP: Mikroprozessor

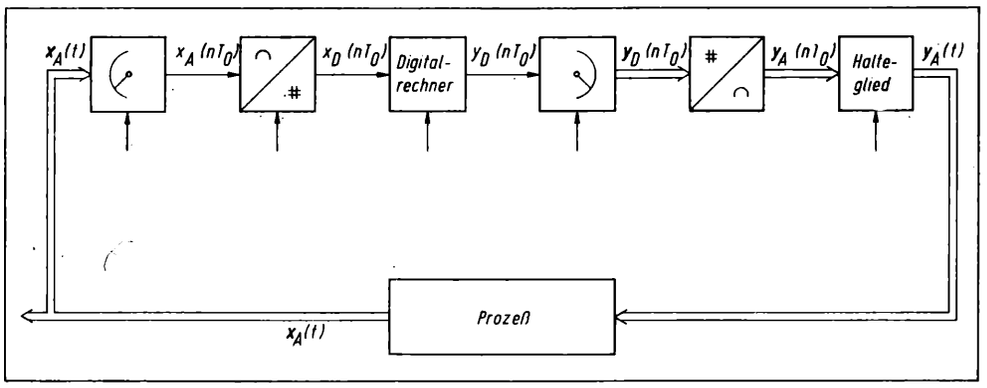


Bild 2. Mehrkanal-Regelkreis mit digitalem Abtastregler

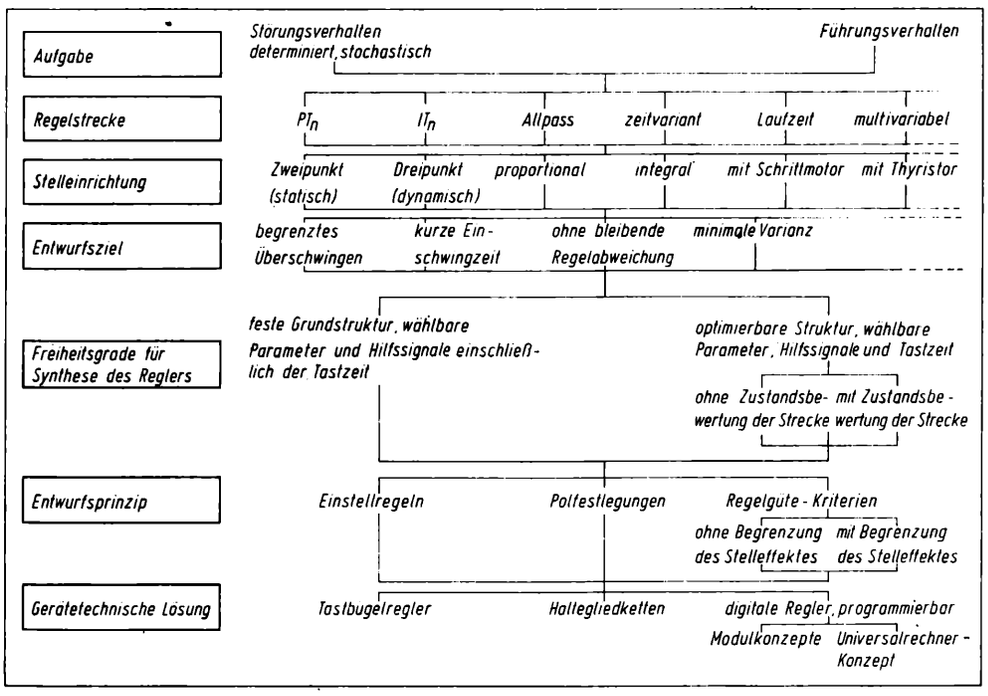


Bild 3. Übersicht zum Entwurf und gerätetechnische Realisierung linearer Tastregler

- Signalfilterung und Zustandsschätzung zur Trennung der Nutz-Regelgröße von einem überlagerten Störsignal, entweder durch Tiefpaßfilter oder durch geeignete Schätzmethoden (Kalman-Filter)
- adaptive Regler, die ihr Verhalten den sich ändernden Prozeßparametern selbsttätig anpassen als gesteuerte adaptive Regler oder adaptive Regler mit Rückführung. Letztere in ihrer häufigsten Form als selbstoptimierende adaptive Regler und adaptive Regler mit Bezugsmodell.

Es ist zu erwarten, daß adaptive Algorithmen in der Zukunft besondere Bedeutung erhalten. Das gilt sowohl hinsichtlich ihrer Verwendung in automatischen Handhabungssystemen als auch bei der Regelung besonders komplizierter industrieller Prozesse. Adaptive Regelsysteme mit getasteten Signalen sind derzeit im Stadium der Entwicklung, die theoretische Basis ist noch nicht voll ausgebaut [9] und [10].

Zu den neueren aussichtsreichen Entwicklungen der Regelungstheorie, die noch der praktischen Umsetzung bedürfen, gehört auch die Methode der unscharfen Identifikation und Steuerung [11]. Wegen der endlichen Genauigkeit der für die Berechnung der Regelkreise genutzten Daten und Modelle wird hier durch die Beschreibungshilfsmittel der realen Unschärfe der Daten, der Situation, der A-priori-Kenntnis über das System besser Rechnung getragen. Diese Vorgehensweise verspricht deshalb Vorteile, weil sie gut den Denk- und Verhaltensweisen von Ingenieuren entspricht.

3. Konsequenzen aus den praktischen und theoretischen Möglichkeiten für die Automatisierungstechnik

Die bisher dargelegten Entwicklungen und Möglichkeiten der mikroelektronischen Bauelemente und regelungstechnischen Aspekte haben grundsätzlich Auswirkungen auf die Automatisierungstechnik gezeigt, und weitere werden bei voller Nutzung aller Voraussetzungen folgen.

Der mit diskreten oder niedrig integrierten Bauelementen aufgebaute Prozeßrechner ist gewöhnlich so teuer, daß nur eine strenge funktionelle Zentralisierung möglichst vieler Funktionen der Automatisierungsanlage zu halbwegs wirtschaftlichen Lösungen führt. Die funktionelle Zentralisierung der Anlagenstruktur hat jedoch erhebliche Nachteile bezüglich der erreichbaren Zuverlässigkeit zur Folge, so daß derartige Anlagen häufig mit konventionellen analogen Reservesystemen abgesichert werden mußten (back-up). Daraus ergab sich u. a., daß das funktionelle zentralisierte Systemkonzept sich nicht voll durchsetzen konnte und damit auch die Nutzung moderner, theoretisch abgesicherter Verfahren und Algorithmen eingeschränkt blieb.

Die hochintegrierte Mikroelektronik, insbesondere die Bereitstellung von Mikroprozessoren/Mikrorechnern, ermöglichte die Konzeption dezentraler Automatisierungssysteme, deren besondere Kennzeichen neben der Verwendung des Mikrorechners in Hierarchiestufen zur Informationsbearbeitung die Verwendung von Datenbussen für die Informationsübertragung und von

Sichtgeräten für die Beobachtung und Bedienung ist. Derartige Systeme verbinden eine hohe strukturelle Zuverlässigkeit mit der Möglichkeit, anspruchsvolle Algorithmen per Software einzusetzen.
Die häufig zitierte Lücke zwischen Theorie und Praxis bzw. der Niveauunterschied zwischen anwendungsorientierter Aufbereitung und der Nutzung theoretischer Ergebnisse [12] bis [16] ist insbesondere durch die wesentlichen Fortschritte des Bauelemente-Integrationsgrades bezüglich der Realisierbarkeit anspruchsvoller Algorithmen und entsprechender Gerätetechnik nicht mehr von gravierender Bedeutung. Vielmehr wird die Wechselbeziehung zwischen Theorie und Praxis, ihre gegenseitige Bedingtheit, stärker sichtbar.
Im folgenden Abschnitt sollen gerätetechnische Konsequenzen dargestellt werden, die sich u. a. aus den vorgenannten Bedingungen und Erkenntnissen ergeben und die die wesentlichen formulierten Ansprüche erfüllen.

3.1. Realisierung moderner Automatisierungsgerätekonzepte

Bild 4 gibt eine Übersicht über das universelle System von Geräten und Einrichtungen ursamat, das zur Automatisierung unterschiedlicher technologischer Prozesse geeignet ist [17]. Hier wird der Zusammenhang deutlich zwischen Gewinnung, Übertragung, Verarbeitung, Darstellung und Nutzung von Informationen in Automatisierungsanlagen.
Besonders hervorgehoben sei hier das im Bild 5 dargestellte Teilsystem ursatron 5000. Es ist ein sehr flexibles Gerätesystem der Automatisierungstechnik zur Steuerung, Regelung, Überwachung, Meßwerterfassung und -verarbeitung und der Datenfernübertragung [18].
Die Systemeigenschaften und das Modulsortiment des Systems ursatron 5000 zeigen Tafel 2 und 3, die nähere Beschreibung der Systemkomponenten liefert Tafel 4.

3.2. Software-Konzept ursatron 5000

Von entscheidender Bedeutung für den effektiven Einsatz von rechnergeführten Automatisierungsanlagen ist die gute Handhabbarkeit der Software. Ein optimales Verhältnis von freier Programmierbarkeit der Einrichtung durch den Anwender zur fest vorgegebenen Systemsoftware ist dafür eine Voraussetzung. Die Software ursatron 5000 umfaßt die folgenden Programmpakete:

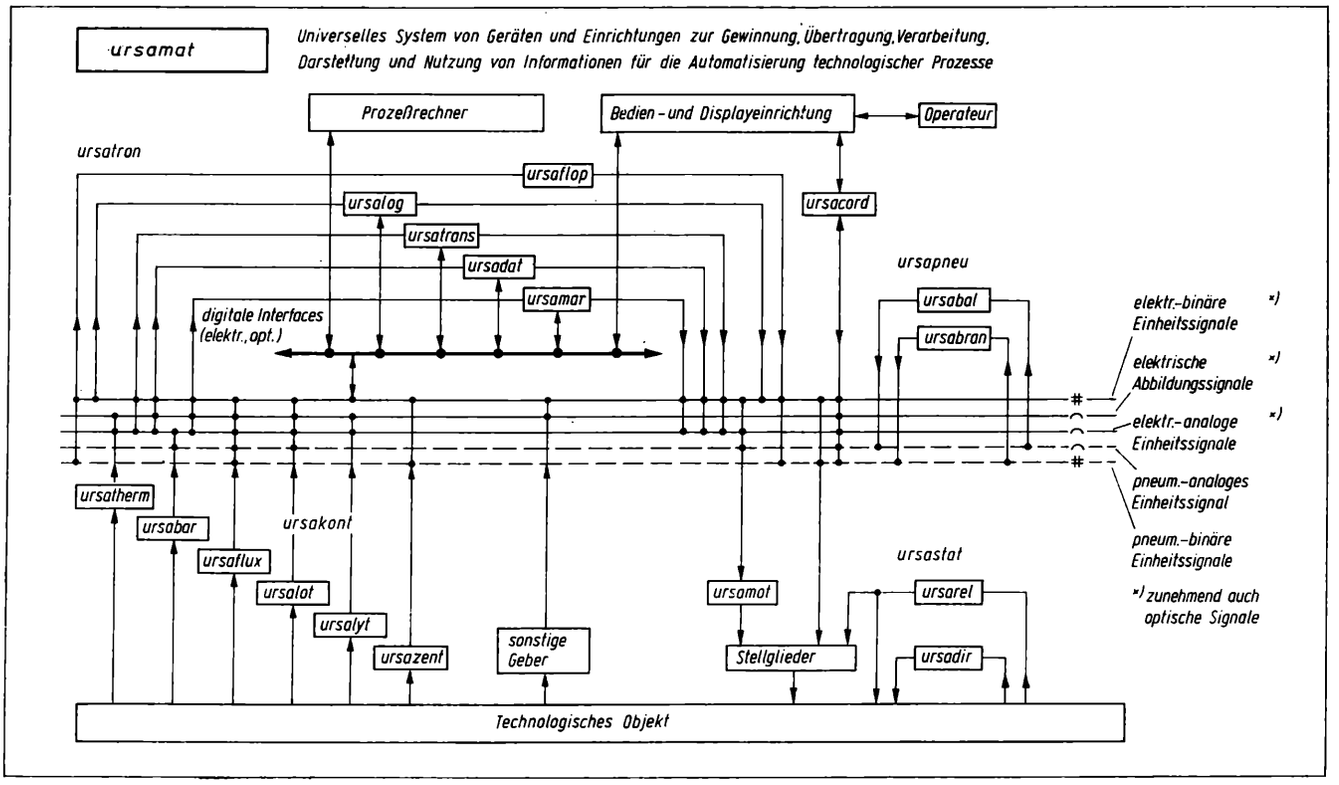
- Systemsoftware für den funktionsgerechten und funktionssicheren Einsatz von Einrichtungen
- Hilfssoftware für die Durchführung einer effektiven Einsatzvorbereitung, Programmentwicklung und -testung
- technologische Software für die Funktionsprüfung von Baugruppen und Einrichtungen der Inbetriebnahme und den Service.

3.3. Entwicklungstendenzen

Neben der weiteren Vervollkommnung der klassischen und der modernen Algorithmen, die im Abschn. 2. umrissen wurden, stellt sich für die Zukunft eine Anzahl von Aufgaben, die für die Automatisierungstechnik gelöst werden müssen. Eine Auswahl sei in Stichworten notiert:

- Weitere Verbesserung der Kommunikation Mensch—Rechner durch die Schaffung hochaggregierter Fachsprachen zur Software-Projektierung
- Weitere Optimierung der verwendeten Rechner-Architekturen und Anpassung an die Bedürfnisse der Automatisierungstechnik (z. B. Parallelarchitekturen zur Vergrößerung der Bearbeitungsgeschwindigkeit)
- Weitere Verbesserung der einsetzbaren Bauelemente-Familien bezüglich ihres Integrationsgrades und bezüglich spezifischer Anforderungen der Automatisierungstechnik (z. B. Stromversorgungsleistung, Spannungspegel, Störempfindlichkeit)
- Ausrüstung der Prozeß-Sensoren mit einer Vorverarbeitungs-Intelligenz (Linearisierung, Grenzwertmeldung u. a.).

Bild 4. Übersicht zum System ursamat für die Automatisierung technologischer Prozesse



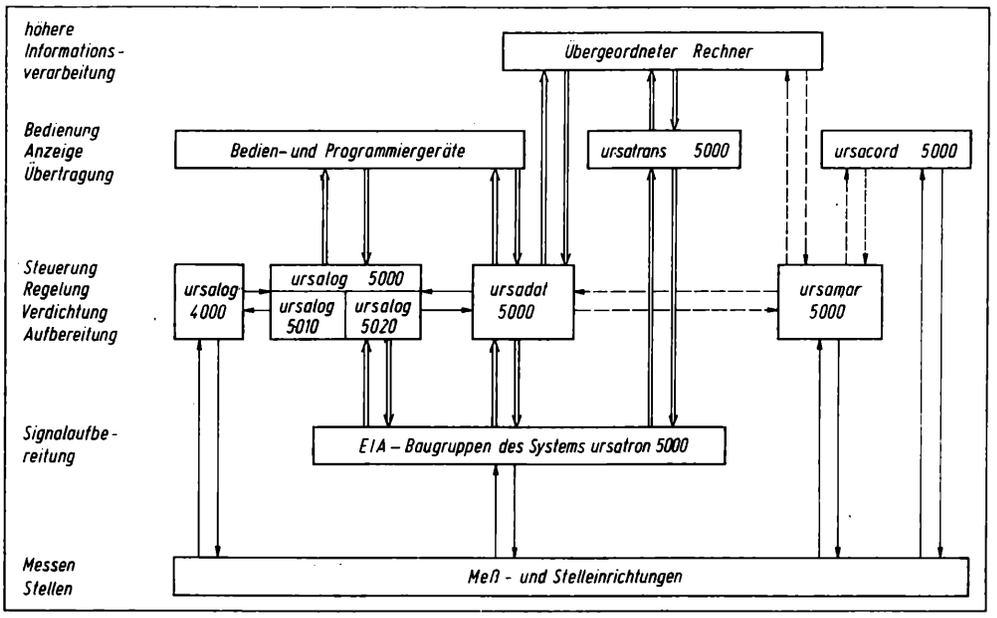


Bild 5. Übersicht zum System ursatron 5000

—— Einheitssignale und natürliche Abbildungssignale;
····· langsames serielles Interface;
═══ schnelles serielles Interface und schnelles Parallelinterface

4. Schlußbemerkungen

Dieser Beitrag soll die gegenwärtig stattfindende Diskussion über die zukünftige Entwicklung der Automatisierungstechnik in der DDR beleben. Dabei wurden aus der Sicht der geräteherstellenden Industrie sowohl die Bauelemente-Voraussetzungen als auch der Stand der theoretischen Vorleistungen diskutiert.

Tafel 2. Systemeigenschaften des Systems ursatron 5000

- Abgestimmtes Modulsortiment mit zentraler Verarbeitungseinheit auf der Grundlage des Systems U 880 (Hardware)
- Abgestimmtes Software-Modulsortiment
- Zentraler Mikrorechnerbus zum Informationsaustausch zwischen den Funktionseinheiten
- Flexibles Gerätesortiment für Bedienung, Programmierung und Service
- Modulare Stromversorgung
- Projektabhängige Ergänzungen möglich

Tafel 3. Modulsortiment des Systems ursatron 5000 (Hardware)

(Leiterkarten im Format 95 mm × 170 mm und 215 mm × 170 mm)

- Zentrale Verarbeitungseinheiten mit Mikroprozessor U 880
- Speichermodule (RAM, EPROM)
- Anschlußsteuerungen für Rechnerperipherie (Drucker, Display, Floppy-Disk u. a.)
- Langsames und schnelles Interface für Nah- und Fernbereich
- Prozeßrechneranschluß (für PRS 4000, MRS K-1600)
- Ein-Ausgabe digital und analog
- Anschluß Robustperipherie
- Anschluß ursamar/ursalog 4000
- Anschluß Bediengeräte, Programmiergeräte, Servicegeräte
- Bedien- und Anzeigegeräte, Geräte zum Test und Prüfung
- Stromversorgung mit Wechsel- und Gleichstromeinspeisung

Tafel 4. Systemkomponenten ursatron 5000

ursadat 5000

Modulares Mikrorechnersystem, bestehend aus kombinationsfähigen Hard- und Softwarebausteinen für den Bereich Meßwerterfassung, -verarbeitung, -überwachung.

ursalog 5000

Speicherprogrammierbares Steuerungssystem für Prozeßsteuerung und nichtnumerische Maschinensteuerung mit logischer und arithmetischer Verarbeitung für Steuerungen mit mittlerem und hohem Verknüpfungsgrad.

ursamar 5000

Modulares Mikrorechner-Regelungssystem für die Regelung technologischer Prozesse mit ein- und mehrkanaliger Arbeitsweise als autonomes Gerät und in Hierarchiesystemen in Kassetten- und Kompaktausführung.

ursatrans 5000

Modulares Mikrorechnersystem aus Hardware- und Softwarebausteinen für die Fernwirktechnik, Prozeßüberwachung und Datenverarbeitung mit vorkonfektionierten Einrichtungen für Aufgaben verschiedener Komplexität und Informationskapazität.

ursacord 5000

Anzeigeeinrichtungen für analoge, quasianaloge und digitale Signale sowie Registriereinrichtungen (außer Bildschirm). Besitzt eigene konstruktive Systemparameter.

Literatur

[1] *Ankel, Th.; Parlik, E.:* Regelungstechnik am Wendepunkt. Regelungstechnik Prozeßdatenverarbeitung **27** (1979) H. 1, S. 3–11.

[2] *Capece, R. P.:* Tackling the very large-scale problems of VLSI: a special report. Electronics **51** (1978) No. 24, pp. 111–125.

[3] *Fuchs, H.:* Anwendung der Mikroelektronik in der Automatisierungstechnik. Impuls **18** (1978) H. 3, S. 97–101.

[4] *Fuchs, H.:* Entwicklung der Elektronik und ihr Einfluß auf die Automatisierungstechnik. Impuls **17** (1977) H. 3, S. 97–99.

[5] *Stein, K.-U.:* Technologischer Stand und zukünftige Entwicklung in der Mikroelektronik. Elektronik und Maschinenbau (1976) S. 240–248.

[6] *Töpfer, H.; Kriesel, W.:* Automatisierung mit Mikroprozeßrechnern – Konsequenzen für die Projektierung. msr **21** (1978) H. 8, S. 362–367.

[7] *Bahrs, U.; Schöpflin, H.:* Mikrorechner im System ursamat. Impuls 21 (1981) H. 2, S. 63–69.
[8] *Isermann, R.:* Digitale Regelsysteme. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1977.
[9] *Wittenmark, B.:* Stochastic adaptive control methods: a survey. Int. J. Control 21 (1975) pp. 705–730.
[10] *Martin, E.; Schulze, K.-P.:* Adaptive Systeme – Definition und Klassifizierung. msr 19 (1976) H. 12, S. 429–430.
[11] *Peschel, M.:* Ziele und Anwendungsmöglichkeiten neuerer Entwicklungen der Regelungstheorie. msr 23 (1980) H. 1, S. 10–14.
[12] VII. IFAC-Weltkongreß. msr 21 (1978) H. 12, S. 719.
[13] *Ankel, Th.: Pavlik, E.:* Regelungstechnik am Wendepunkt. Regelungstechnik Prozeßdatenverarbeitung 27 (1979) H. 1, S. 3.
[14] *Töpfer, H.:* Wechselwirkung zwischen Theorie, Gerätetechnik und Anlagenprojektierung. Regelungstechnik Prozeßdatenverarbeitung 27 (1979) H. 1, S. 12.
[15] *Medith, J. S.:* Einige Gedanken zur Forschung. IEEE Trans. Aut. Contr. 25 (1980) No. 1, p. 1.
[16] *Fuchs, H.:* Bemerkungen zu den Wechselbeziehungen zwischen Theorie und Praxis. msr 24 (1981) H. 1, S. 46 und 47.
[17] *Töpfer, H.; Fuchs, H.; Willem, H.:* Moderne gerätetechnische Mittel und ihre Konsequenzen für neue Automatisierungskonzepte. msr 23 (1980) H. 1, S. 2–10.
[18] *Fuchs, H.; Plöckinger, W.:* Entwicklungen des Systems ursamat unter dem Einfluß der Mikroelektronik. msr 24 (1981) H. 4, S. 211–216.

msr 7451

Dipl.-Ing. *H.-H. Ehlert*, Dipl.-Ing. *D. Drutkowski*, und Dipl.-Ing. *H. Würdisch*[1])

GAA 5000 – Ein neues System von Gebäudeautomatisierungsanlagen[2])

IA 5.4.

1. Einsatzgebiet und Forderungen an den Anlagenbau

Zum Aufgabengebiet des Automatisierungsanlagenbaus gehören die Entwicklung, Projektierung, Fertigung, Lieferung, Montage und Inbetriebnahme von Automatisierungsanlagen der Heizungs-, Lüftungs- und Klimatechnik in Wohnungs-, Gesellschafts- und Industriebauten, einschließlich der zugehörigen Leit- und Überwachungstechnik.

Traditionell erfolgt bei diesen Anlagen häufig die Installation informationsverarbeitender Automatisierungseinrichtungen (Regler- und Steuerbaugruppen) dezentral in unmittelbarer Nähe der gebäudetechnischen Ausrüstungen der einzelnen Gewerke. Das gilt grundsätzlich auch für umfangreiche Anlagen, bei denen auf eine Zentrale Überwachungseinrichtung (ZÜE) zur Beherrschung der Kommunikation Bediener-Anlage nicht verzichtet werden kann.

Typische Beispiele sind in [1] und [2] beschrieben. Automatisierungseinrichtungen nach [1] haben als sogenannte K-Baugruppen eine breite Anwendung bei der Automatisierung in der Lüftungs- und Klimatechnik gefunden. Die Lösungen nach [2] werden in starkem Maße als Regelungseinrichtungen in der Heizungstechnik angewendet. Der im Bild 1 als Liefereinheit zur technologischen Anlage zugehörige MSR-Schaltschrank enthält z. B. einen derartigen Reglertyp.

Die Hauptfaktoren zum Erreichen kostengünstiger Lösungen bei der Automatisierung des gebäudetechnischen Prozesses mit den einzelnen Gewerken wie Heizungs-, Lüftungs-, Klima-, Sanitär-, Kälte- und Elektrotechnik, Aufzugsbau liegen in der Anpassung der Automatisierungsanlage an die verschiedenen Geschwindigkeits- und Genauigkeitsanforderungen der Teilprozesse sowie in einem rationellen Anlagenaufbau mit dem Ziel:

- Einsparung von Kabel und Leitungen durch Auswahl geeigneter Übertragungsverfahren von einer ZÜE zu den dezentralen Automatisierungseinrichtungen
- rationeller Aufbau und Anschlußbelegung der bei den einzelnen Gewerken dezentral angeordneten Automatisierungseinrichtungen
- Aufwandssenkung bei der ZÜE, insbesondere durch Verringerung der Anforderungen an den Baukörper.

Die Entwurfszielstellung bei der Automatisierung haustechnischer Prozesse unterscheidet sich generell durch wichtige Punkte wie Kostennormative, erforderliche Übertragungsgeschwindigkeit und Übertragungsentfernung von derjenigen bei Kraftwerken großer Leistung sowie in der Grundstoffindustrie. Daraus resultieren zwangsläufig Unterschiede bei den Automatisierungslösungen trotz weitgehender Beachtung aller Ansatzmöglichkeiten für Vereinheitlichungen.

Grundsätzliche Überlegungen zur Weiterentwicklung der Prozeßautomatisierung, insbesondere aus gerätetechnischer Sicht, finden sich z. B. in [3] bis [5].

Als erste Stufe der Weiterentwicklung des konventionellen Anlagenaufbaus für die Gebäudeüberwachung und -automatisierung wird in der DDR die Gebäudeüberwachungsanlage uk 4000 mit adernsparender Übertragungstechnik angewendet [6] und [7]. Diese Anlage ist ausgelegt für kleine und mittlere Anwendungsfälle. Eine Reihe anstehender Vorhaben, u. a. im Zusammenhang mit dem weiteren Aufbau der Hauptstadt Berlin, erforderte die kurzfristige Entwicklung und den Einsatz von solchen Gebäudeautomatisierungsanlagen, die auch für Großvorhaben durch entsprechende Aufrüstung geeignet sind.

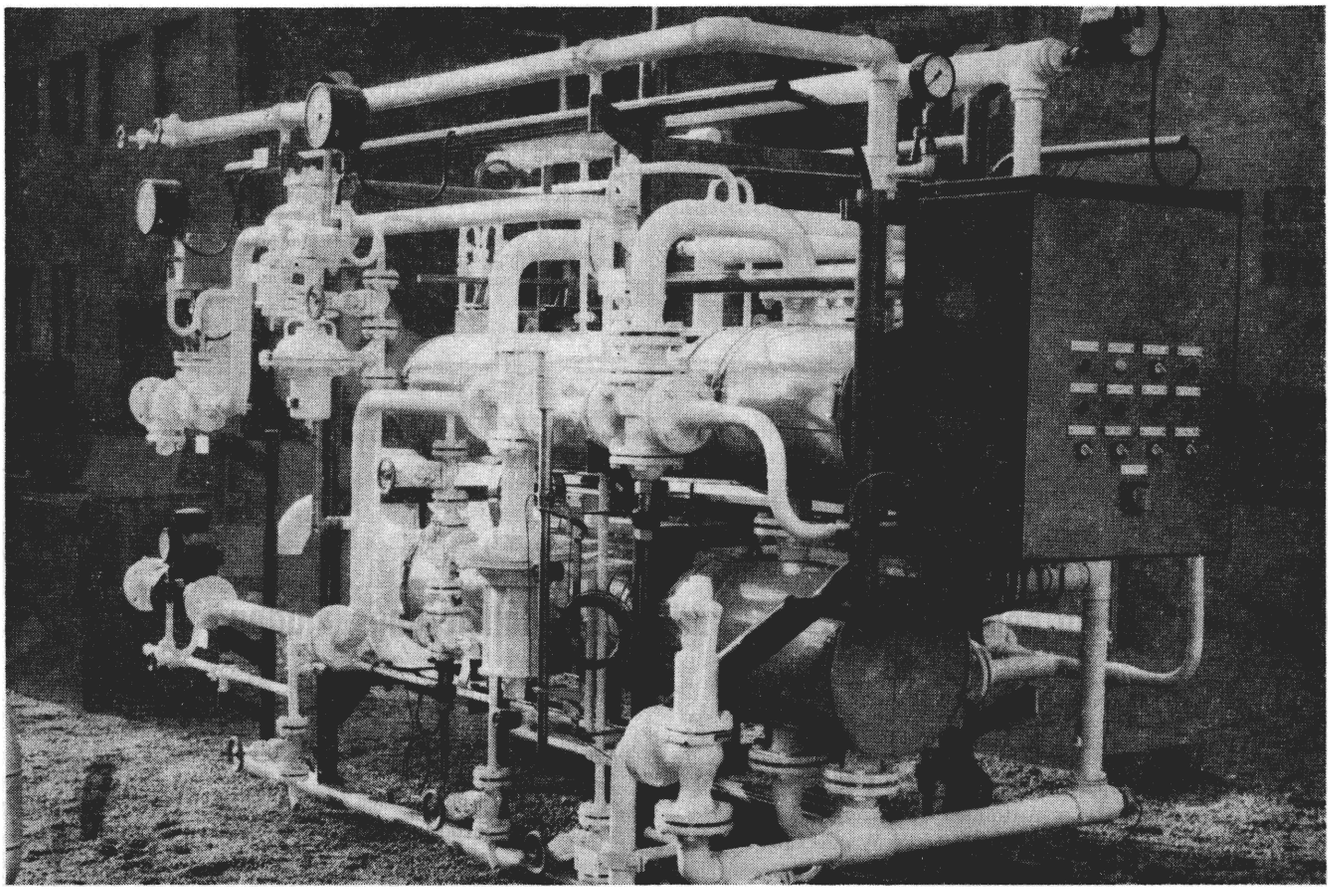
Für die zweite Stufe der Weiterentwicklung war der internationale Trend zu mikroelektronischen Automatisierungsanlagen mit dezentraler Intelligenz zu beachten [3] [4] [5] [8] und [9]. In der DDR bildete dazu die Mikroprozessorschaltkreisfamilie U 880 bauelementeseitig die geeignete Grundlage.

Anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse 1981 wurde die Gebäudeautomatisierungsanlage GAA 5000 auf mikroelektronischer Basis vorgestellt [10] und [11]. Den Ausgangspunkt für deren Aufgabenstellung bildete mit dem Neubau und der Rekonstruktion des Berliner Universitätsklinikums Charité ein komplexes Vorhaben aus dem Gesellschaftsbau. Es handelt sich hierbei um das bisher größte und umfangreichste Bauvorhaben des Gesundheits- und Hochschulwesens der DDR. Für die erste Baustufe sind prozeßseitig etwa 6800 Eingangs- und Ausgangssignale (E/A-Signale) zu verarbeiten, davon etwa 1000 Analogsignale. Eine umfangreiche Nachrüstung von E/A-Signalen im Rahmen geplanter weiterer Baustufen ist vorgesehen.

---

[1]) Mitteilung aus dem VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow, Betriebsteil Berlin, im VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau – nach einem Vortrag auf der wissenschaftlichen Konferenz „Intensivierung der Technologie und Projektierung im Automatisierungs- und Elektroenergieanlagenbau" der TH Leipzig, Mai 1981.

[2]) Die Verfasser danken Herrn Prof. Dr. sc. techn. *R. Müller*, TH Leipzig, für die Unterstützung bei der Abfassung dieses Beitrages.



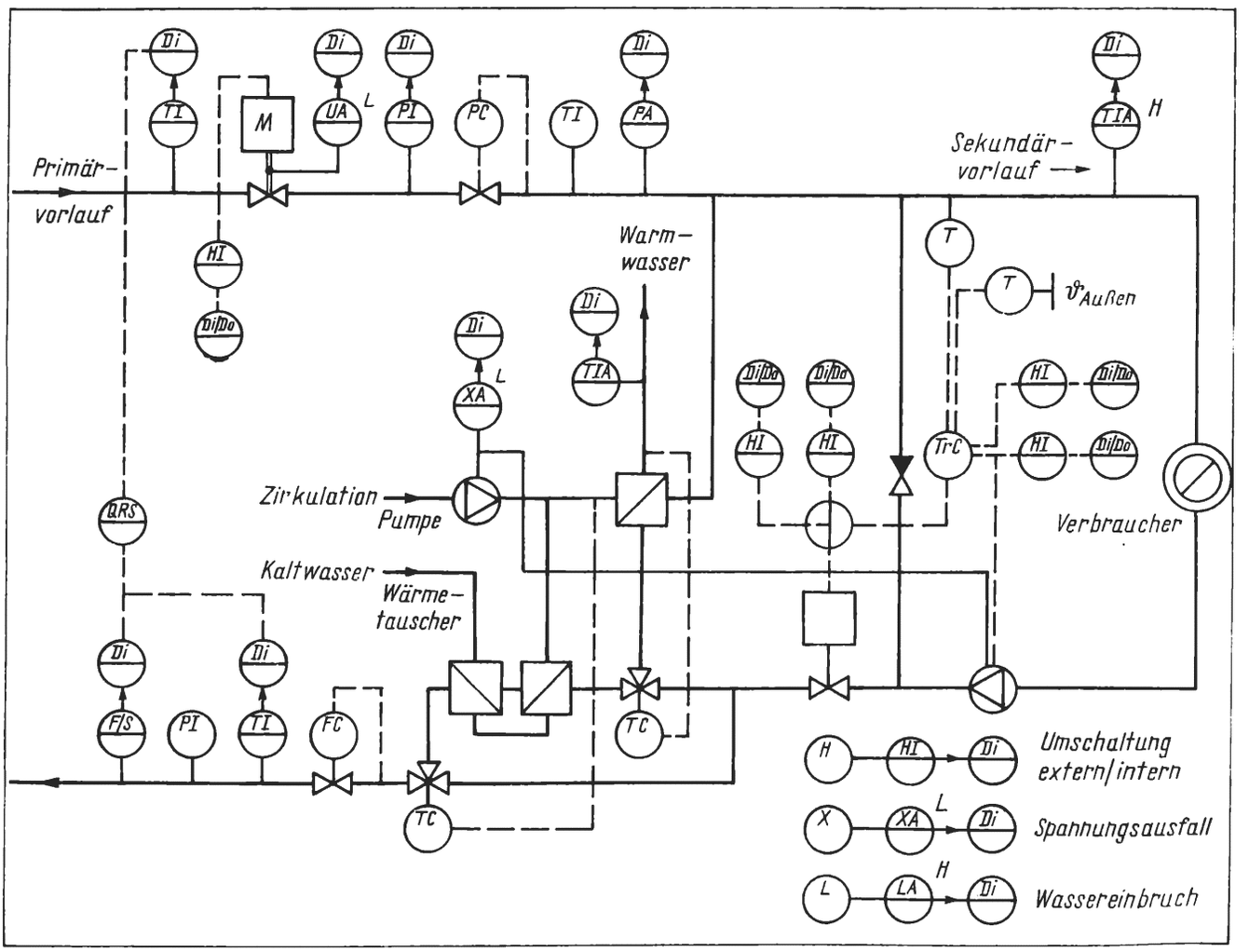


Bild 1. Vor-Ort-Hausanschlußstation HA 31

Als Beispiel für den Begriff E/A-Signale dient das technologische Schema einer Hausanschlußstation gemäß Bild 1 mit den eingetragenen Symbolen nach TGL 14091 zur Darstellung der Aufgaben der zugehörigen MSR-Technik. In diesen Stationen erfolgt die Anpassung des Wärmeträgers an die anwenderspezifischen Bedingungen. Sie wurden vom VEB Kombinat Technische Gebäudeausrüstung in Zusammenarbeit mit der Bauakademie der DDR, Institut für Heizung, Lüftung und Grundlagen des Bauwesens und in Abstimmung mit dem VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow in einer Form entwickelt, daß alle erforderlichen Signale auf einer Klemmleiste im zugehörigen MSR-Schrank anliegen, die zur Kopplung an die Gebäudeautomatisierungsanlage dienen.
Auf die Gebäudeautomation werden dabei folgende E/A-Signale aufgeschaltet (mindestens 21 E/A-Signale bei der dargestellten Hausanschlußstation):

- 3 analoge Meßgrößen (Druck im Primärvorlauf, Temperaturen im Sekundärvorlauf und Warmwasservorlauf).
  Bei Wärmemengenzählung kommen noch je eine Temperaturmessung im Primärvorlauf und Primärrücklauf sowie eine Durchflußmengenzählung im Primärrücklauf hinzu.
- 13 Alarme und Rückmeldungen (Grenzwerte, Endlagen und Betriebsmeldungen)
- 5 Schaltpunkte (Ventilansteuerungen; Tag/Nacht- und Sommer/Winterumschaltung).

Hausanschlußstationen gelangen in großem Maße im komplexen Wohnungsbau der DDR zum Einsatz. Parallel zur Einsatzvorbereitung der GAA 5000 in einem modernen, sehr umfangreichen Wohngebiet wurde eine Systemlösung zur Anwendung der GAA 5000 im komplexen Wohnungsbau erarbeitet.
Weitere Einsatzfälle der GAA 5000 befinden sich in der Projektierung bzw. in der Phase der Erarbeitung der Aufgabenstellung. Die Palette dieser Einsatzfälle reicht von Groß- über Mittelanlagen bis zu speziellen Versuchsanlagen mit stark abgerüstetem Ausbaugrad. Als Beispiel seien genannt:
Anlagen in Krankenhäusern, Wohngebieten, Kulturbauten, Verwaltungskomplexen, Industriebauten. Je nach Einsatzfall werden spezielle technische Möglichkeiten der GAA zielgerichtet angewendet:

- stufenweiser Aufbau der GAA einschließlich Nachrüstbarkeit bis zum Vollausbau
- Beherrschung von Übertragungsentfernungen in der Größenordnung 10 bis 15 km vom Mittelpunkt der Anlage aus
- Übernahme von Regelungsaufgaben durch die GAA.

Mit der Bearbeitung von ausgewählten Einsatzfällen außerhalb der Gebäudeautomatisierung wurde parallel begonnen. Sie dienen der Testung und Erweiterung der Leistungsgrenzen des Systems GAA 5000 und bieten zusätzliche Möglichkeiten, bei einer Reihe von Fällen der Prozeßautomatisierung moderne, technisch-ökonomisch günstigere Lösungen durch Anlagenstrukturen mit dezentraler Intelligenz mit Hilfe des Systems GAA 5000 zu projektieren.
Dabei gelten folgende Einsatzkriterien:

- Anforderungen an die Prozeßsignalerfassung (Anzahl der E/A-Signale und deren Verknüpfungen untereinander einschließlich Zeitverhalten)
- sicherheitstechnische Forderungen
- Datenübertragungsraten und -entfernungen.

2. Systembeschreibung

Das System GAA 5000 ist ein mikroelektronisches Automatisierungssystem. Es dient schwerpunktmäßig zur Informationsverarbeitung im Echtzeitbetrieb. Es ist zweistufig hierarchisch aufgebaut. Zur Kommunikationsebene mit dem Bedienpersonal gehört die Leitzentrale (LZ) mit Bildschirm, Bedientastatur und Drucker (Bild 2).
In der Prozeßebene können bis zu 256 vom Grundsatz her gleichartig aufgebaute Unterstationen gemäß Bild 3 eingesetzt werden. Die Unterstation (US) übt die Funktionen der Prozeßkopplung und Informationsverdichtung aus und stellt über eine serielle Schnittstelle die Kopplung zur Datenbahn her. Bis zu 16 US sind jeweils mit einer entsprechenden Serienschnittstelle der LZ verbunden. Der Aufbau bis zu 16 solcher Datenbahnen ist möglich. Damit ergibt sich ein System in Stern/Linienstruktur, bei der eine LZ mit maximal 256 US (16 × 16) zusammen arbeiten kann (Bild 4).
Im Sinne einer optimalen Gesamtlösung wurden für die LZ und die US speziell angepaßte Mikrorechner mit modularem Aufbau entwickelt. Den Ausgangspunkt dazu bildeten eine Reihe der in [12] beschriebenen Module. Zu deren Entstehung hat eine mehrjährige Zusammenarbeit mit der Applikation Bauelemente des VEB Funkwerk Erfurt, Betrieb im VEB Kombinat Mikroelektronik, beigetragen.

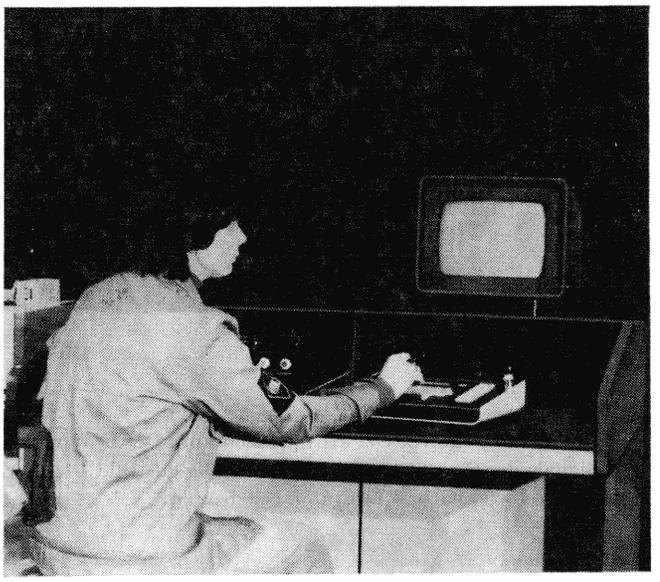


Bild 2. Leitzentrale der GAA 5000

Die Module der LZ und US des Systems GAA 5000 sind im Bild 5 zusammengestellt. Aus Anlagenbaugesichtspunkten wurde auf die kleine Leiterkarte im EGS-Format 90 mm × 170 mm mit indirektem Steckverbinder orientiert.

Unterstation
Die US ist mit dem technologischen Prozeß des Anwenders über Meß-, Stell-, Regel- und Steuereinrichtungen des Erzeugnissystems ursamat k 4000 des VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow oder über vergleichbare anderweitige Automatisierungseinrichtungen gekoppelt. Es erfolgt in der US die Erfassung, Zwischenspeicherung und Auswertung der vom Prozeß übernommenen Informationen, verbunden mit der selbständigen Ausführung von Steuerungs- und Regelungsaufgaben einschließlich einer ständigen Eigenüberwachung. Über die Datenbahn werden relevante Informationen für die LZ bereitgestellt sowie Befehle von der LZ erkannt und zur Ausführung entgegengenommen. Es lassen sich potentialfreie Kontakte, Widerstandsthermometer, Widerstandsferngeber, Meßumformer und elektrische Stellglieder direkt anschließen. Die Leistungspegel und die Binärausgänge sind für die direkte Ansteuerung von Stelleinrichtungen ausgelegt. Die Erfassung von analogen Meßgrößen erfolgt mit hoher Genauigkeit. Der Schutzgrad der US ermöglicht

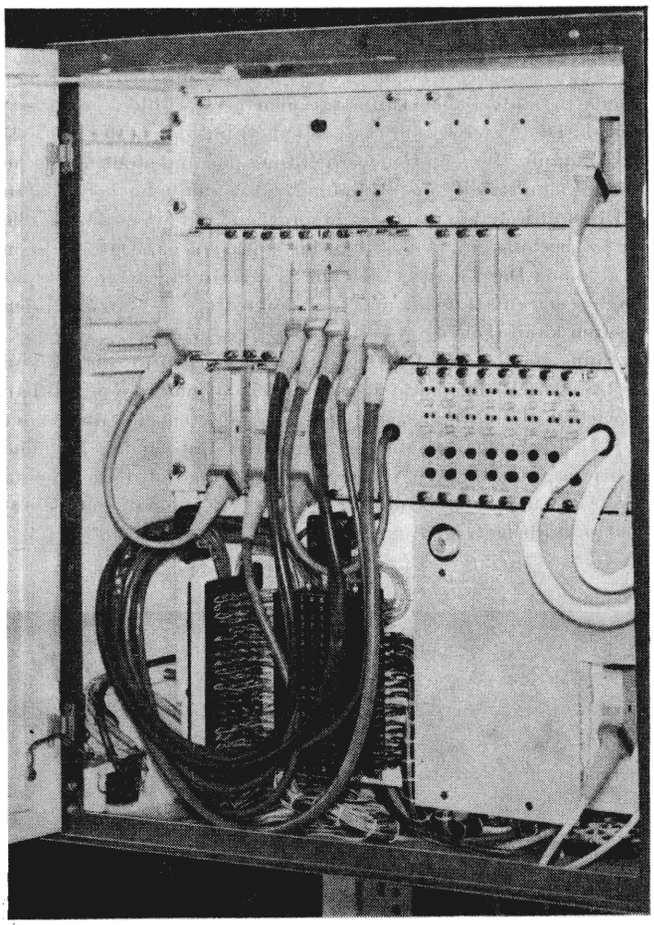


Bild 3. Unterstation der GAA 5000

ihre direkte Montage vor Ort als Wandschrank. Der Umfang der E/A-Signale des Grundtyps geht zahlenmäßig aus Bild 4 hervor, wobei eine Abrüstbarkeit in Stufen gegeben ist.

Datenübertragungssystem

Die US sind mit der übergeordneten LZ über ein seriell arbeitendes Datenübertragungssystem verbunden. Als Übertragungsverfahren werden sowohl die Stromschleife als auch das GDN-Verfahren (Gleichstromdatenübertragung mit Niedrigpegeltastung) eingesetzt. Die Übertragung mittels Stromschleife wird innerhalb eines Gebäudes bzw. bei nicht öffentlichen Gebäudekomplexen mit systemeigenen Leitungen angewendet. Die Übertragungsrate ist gestuft zwischen 50 ... 9600 Baud. Die Übertragungsentfernung beträgt maximal 10 km.
Die Anwendung des GDN-Verfahrens erfolgt zur Übertragung außerhalb von Gebäuden, insbesondere unter Nutzung von galvanisch durchgeschalteten Fernmeldeleitungen der Deutschen Post. Die Übertragungsraten betragen 600/1200/2400 Baud je nach Entfernung und Leitungsquerschnitt. Die Entfernung liegt bei maximal 15 km.
Die Übertragung erfolgt jeweils seriell über 2 Adern geschirmter Fernmelde-Mantelleitungen.

Leitzentrale

Die LZ dient der zentralen Prozeßkoordinierung. Sie organisiert die Kommunikation Operateur/Prozeß. Der Operateur hat die Möglichkeit, durch direkte Schalt- und Stellhandlungen den technologischen Prozeß zu einem beliebigen Zeitpunkt zu beeinflussen bzw. auf gemeldete Störungen zu reagieren.
Günstig zusammenstellbare Schalt- und Stellprogramme ermöglichen eine optimale Fahrweise der technologischen Anlagen.

Das Gefäß der LZ ist eine Doppelpulteinheit auf Basis des EGS-Systems. Zur LZ gehört vorrangig folgende Peripherie:

- alphanumerische Bedientastatur mit zusätzlichen Funktionstasten
- Bildschirm
- Drucker
- optische und akustische Signalisierung von Systemfehlern und besonderen Prozeßzuständen nach Prioritäten
- optische Anzeige von Meldungen
- Schlüsselschalter zur Kommandoverriegelung.

Programmsysteme

Das Programmsystem ist analog der Hardwarestruktur in Programmsysteme für LZ und US aufgeteilt. Die Verbindung zwischen den einzelnen Systemen wird durch die Programmteile „Datenübertragung" hergestellt. Die Programmsysteme für LZ und US sind in einzelne Module unterteilt (siehe Bild 6). Die Funktion der Module wird durch eine Vielzahl von unterschiedlichen Programmen realisiert, die miteinander verbunden sind. Jedes Programmsystem enthält ein Steuerprogramm, das die Organisation der Programmabarbeitung des jeweiligen Rechners steuert. Zu diesem Zweck realisiert es die Interruptbehandlung, die Echtzeitbedingungen, die Programmablauforganisation, die Peripherieansteuerung, die Systemüberwachung und den Systemanlauf. Durch das Steuerprogramm wird die Abarbeitung der einzelnen anwendungsspezifischen Programm-Module geregelt. Jeder Modul ist für eine der komplexen GAA-Funktionen zuständig. Die Module können je nach Bedarf dem konkreten Einsatzfall angepaßt werden oder auch entfallen. Das Anpassen der Module an konkrete Einsatzfälle geschieht durch Listengenerierung. Die Module bestehen im allgemeinen aus mehreren Programmen. Die Mehrzahl der Programme sind als Unterprogramme geschrieben. Für die Module gibt es eine Unterprogrammbibliothek.
Zur optimalen Nutzung der eingesetzten peripheren Geräte und Einheiten stehen in der Leitzentrale umfangreiche Programme als Kommunikationshilfe zur Verfügung. Das Prinzip der selektiven Informationsdarstellung bietet günstige Kommunikationsformen für den Operateur. Es werden automatische Meldungen und die vom Operateur geforderten Ausgaben organisiert. Der Zugriff zu Anlagen und Datenpunkten erfolgt über eine problemorientierte Adressierung. Jeder Datenpunkt ist mit einem Buchstaben und 6 Ziffern adressierbar. Folgende Kommandos stehen zur Verfügung:

- anlagenbezogene Kommandos
- datenpunktbezogene Kommandos
- unterstationsbezogene Kommandos
- Kommandos zum Ausbau und zur Änderung von Schaltzeitplänen
- Einzelkommandos
- Kommandos zur Protokollausgabe auf den Drucker.

Anlagenbezogene Kommandos beziehen sich dabei auf einzelne technologische Anlagen (z. B. Bild 1). Generell wird der technologische Prozeß in einer US durch Datenpunkte dargestellt, wobei ein Datenpunkt aus einem bzw. mehreren zusammengehörigen E/A-Signalen besteht. Der Aufruf eines Datenpunktes erfolgt über die zuvor erwähnten datenpunktbezogenen Kommandos. In Verbindung mit der Anwahlmöglichkeit von Ausschnitten aus dem technologischen Prozeß in unterschiedlichem Umfang, der Anwahl von speziellen Protokollen, Listen und Übersichten wird dem Operateur mit Hilfe von Mnemoniks und Kurztexten die Information weitgehend aufbereitet. Die Informationserfassung und die -verarbeitung sind in LZ und US zeitzyklisch organisiert. Die Abfrage aller US durch die LZ benötigt weniger als 10 s. Für einige wenige exponierte Signale kann durch Direktaufschaltung auf die LZ ein Interrupt erzeugt werden.

Bild 4. Struktur der GAA 5000

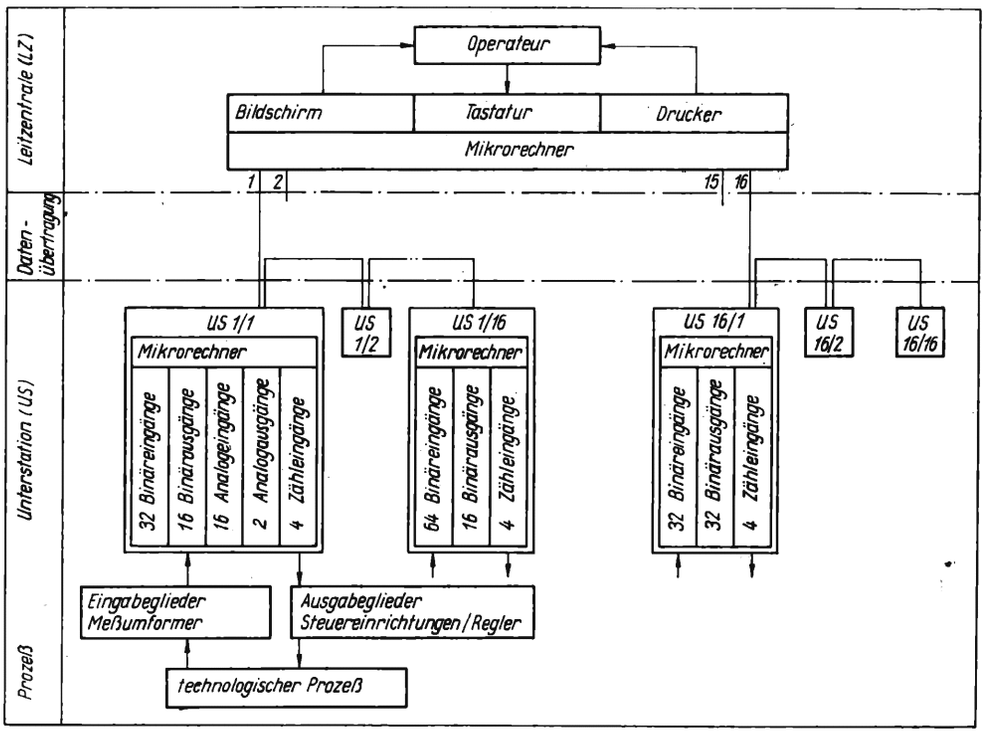
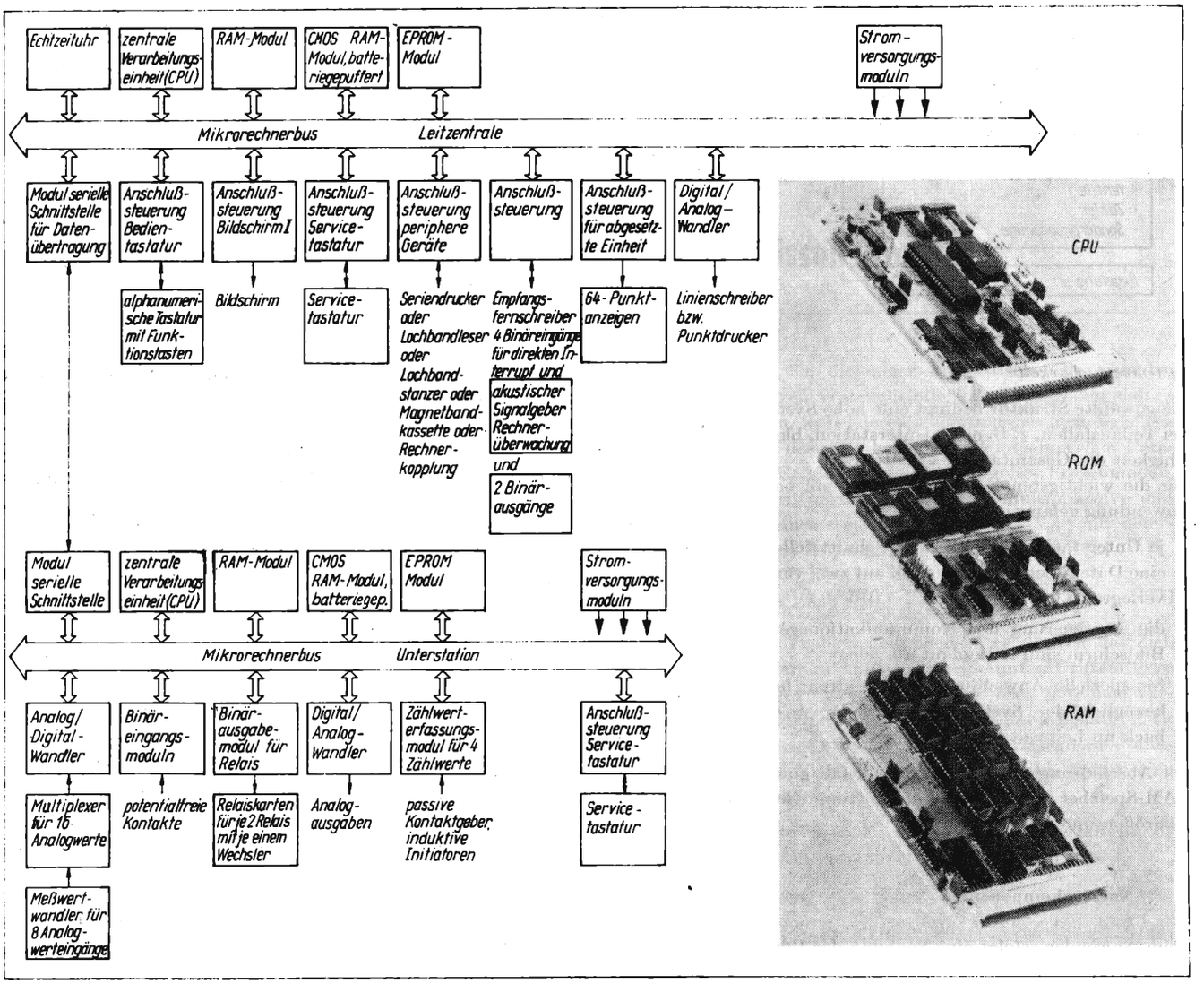


Bild 5. Moduln der GAA 5000



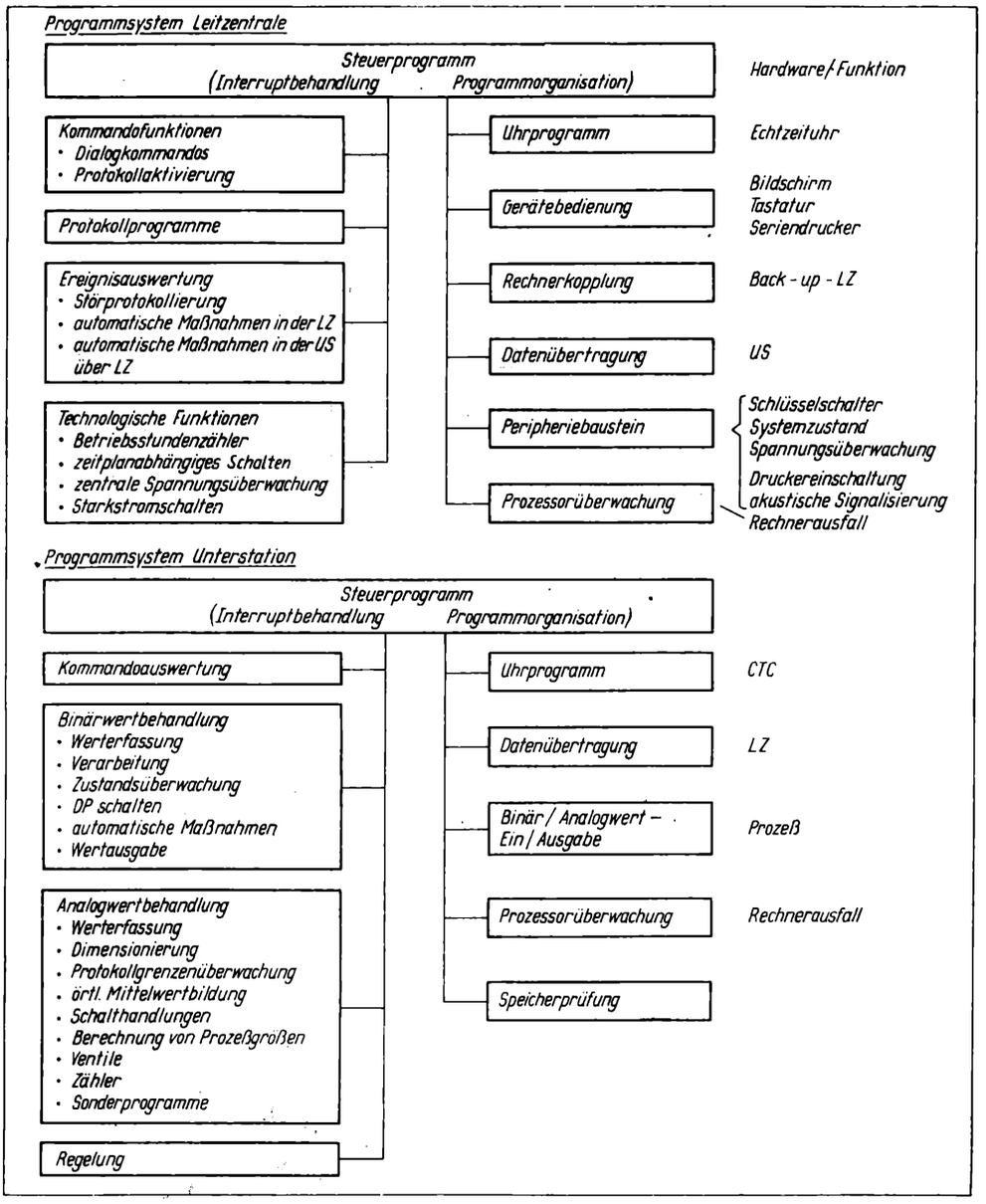


Bild 6. Programmsystem der GAA 5000

Systemverfügbarkeit

Die gewählte Struktur bedingt eine hohe Systemzuverlässigkeit. Bei Teilausfällen, z. B. einer Unterstation, bleibt die Funktionsfähigkeit der Gesamtanlage erhalten.

Für die wichtigsten Funktionen kann ein back-up-System zur Anwendung gelangen:

- je Unterstation sind 2 serielle Schnittstellen möglich, welche eine Datenübertragung zur LZ auf zwei voneinander getrennt verlegten Linien gestatten
- die Ansteuerung der Kommunikationsgeräte Drucker und Bildschirm sind redundant ausgelegt
- für spezielle Anwendungen mit extrem hohen Forderungen bezüglich der Systemverfügbarkeit ist der Einsatz einer back-up-Leitzentrale möglich.

Bei Abschaltung oder Spannungsausfall gewährleisten CMOS-RAM-Speicher in LZ und US die Rettung wichtiger Daten, Prozeßgrößen und Listen.

3. Nutzenskomponenten

Beim Anwender erfolgt eine Senkung der Betriebskosten durch Energie- und Arbeitskräfteeinsparung, verbunden mit der Zielstellung nach erhöhter Nutzbarkeit, größerer Betriebssicherheit und verbesserter Betriebsführung der haustechnischen Anlagen. Untersuchungen der Bauakademie der DDR, Institut für Heizung, Lüftung und Grundlagen des Bauwesens, weisen Einsparungen beim Jahreswärmeverbrauch im komplexen Wohnungsbau und im Gesellschaftsbau im Bereich von 10 ... 15% durch Einsatz einer Gebäudeautomatisierungsanlage aus. Ähnlich positive Ergebnisse ließen sich bereits anderweitig realisieren [13].

Bei den Investitionskosten werden Einsparungen gegenüber vergleichbaren konventionellen Anlagen erreicht. Dabei ist es erforderlich, die durch die moderne Mikrorechentechnik gegebenen Möglichkeiten der GAA 5000 durch schrittweise Übernahme eines erhöhten Leistungsumfanges weitgehend zu nutzen.

Einflußgrößen auf die Kosten sind:

- Reduzierung der örtlichen Automatisierungstechnik einschließlich zugehöriger Hilfsenergieversorgung, ggf. auch unter Weiterentwicklung der Leistungsabgrenzungen zwischen Automatisierungsanlagenbau und den Lieferern der haustechnischen Anlagen
- Sicherung einheitlicher Schnittstellen auch für den Fall, daß zum Lieferumfang der haustechnischen Anlagen Automatisierungseinrichtungen mit eigenem Mikrorechner gehören

— Übernahme spezieller Aufgaben der Informationsverarbeitung, wie:

. optimale Soll- und Steuerwertermittlung bei Klimaanlagen und Lüftungszentralen mit mehreren Nachbehandlungsstufen
. meßgrößenabhängige Steuerung von Lüftungsanlagen und elektrischen Verbrauchern
. elektrische Höchstlastbegrenzung
. witterungsgeführte Heizungsregelung und intermittierender Betrieb der Heizkreise
. optimale Steuerung von Kältesätzen in Abhängigkeit von den Lastbedingungen.

Zusammenfassung

Es werden das Einsatzgebiet, die Systembeschreibung und die Nutzenskomponenten des Systems GAA 5000 behandelt. Das System wird durch den VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow entwickelt. Entscheidende Impulse dazu sind der Aufbauleitung Sondervorhaben Berlin zu verdanken. Für verschiedene Vorhaben wird bereits zum gegenwärtigen Zeitpunkt projektiert bzw. liegen MSR-Projekte vor.

Literatur

[1] *Behrendt, W.:* Rationelle Energieanwendung und -nutzung durch den Einsatz von Vorortstationen im Wohnungsbau. Technische Information GRW 14 (1976) Sonderausgabe, S. 63–68.

[2] *Reißmann, G.; Sachse, E.:* Neue Regler vom VEB Wetron Weida. impuls. Zeitschrift des Industriezweiges Automatisierungsgeräte 16 (1976) H. 2. S. 76–80.

[3] *Töpfer, H.; Fuchs, H.; Willem, H.:* Moderne gerätetechnische Mittel und ihre Konsequenzen für neue Automatisierungskonzepte. msr 23 (1980) H. 1, S. 2–10.

[4] *Fuchs, H.; Plöckinger, W.:* Weiterentwicklung des System ursamat unter dem Einfluß der Mikroelektronik. msr 24 (1981) H. 4, S. 211–216.

[5] *Sadowski, H.; Sawatzki, J.:* Das neue Automatisierungssystem für verfahrenstechnische Anlagen. VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau — Wissenschaftlich-technische Informationen 17 (1981) H. 1, S. 3–6.

[6] Die Gebäudeüberwachungsanlage UK 4000. Technische Information GRW 16 (1978) H. 1, S. 92–96.

[7] *Asche, P.:* Industrieerprobung der Gebäudeüberwachungsanlage UK 4000. Technische Information GRW 16 (1978) H. 3, S. 182–185.

[8] *Müller, R.:* Projektierung von Automatisierungsanlagen. Berlin: VEB Verlag Technik 1979.

[9] *Töpfer, H.; Kriesel, W.:* Zur funktionellen und strukturellen Weiterentwicklung der Automatisierungsanlagentechnik. msr 24 (1981), H. 4, S. 183–188.

[10] *Würdisch, H.; Drutkowski, D.; Goldhahn, B.:* GAA 5000 — Das Gebäudeautomatisierungssystem mit Mikrorechentechnik. VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau — Wissenschaftlich-technische Informationen 17 (1981) H. 2, S. 61–66.

[11] *Blanke, W.:* Die Unterstation U 800 des Gebäudeautomatisierungssystems GAA 5000. VEB Kombinat Automatisierungsanlagenbau — Wissenschaftlich-technische Informationen 17 (1981) H. 2, S. 66–69.

[12] *Wagner, W.:* Freiprogrammierbare Steuerung auf der Basis des Mikroprozessorsystems U 880 D. msr 24 (1981) H. 5, S. 247 und 248.

[13] *Möller, D.:* Gebäudeautomatisierung mit integriertem Prozeßrechner im größten Hotel der DDR-Hauptstadt Berlin in Betrieb gegangen. Technische Information GRW 17 (1979) Sonderheft, S. 39–44.

msr 7519

Dr.-Ing. *R. Palm*, Berlin[1])

Instationäre stochastische Vorgänge mit begleitenden Poisson-Prozessen

IA 1.1.6.

0. Einleitung

Die klassische Prozeßanalyse geht in der Regel von der Annahme der Stationarität und Ergodizität des zu analysierenden Prozesses aus. Der Grund hierfür ist die Tatsache, daß es für diesen Fall einen relativ einfachen mathematischen Apparat gibt, der sich in der bisherigen Praxis mehr oder weniger bewährt hat. Aus dem gleichen Grund einer Einfachheit des mathematischen Modells wird auch immer wieder die Hypothese von der Gauß-Verteiltheit von Signalamplituden, physikalischen Parametern oder Meßwerten in einem technisch-technologischen Prozeß getestet. Die Abweichung von der Stationarität des Prozesses erfordert die Überprüfung der Anwendbarkeit der herkömmlichen Methoden.

Die folgenden Ausführungen zeigen, wie bewährte Methoden der Prozeßanalyse im Sinne eines Korrespondenzprinzips erweitert werden können. Ausgehend von einem stationären Prozeß mit stochastischer Amplitude werden „begleitende" homogene Poisson-Prozesse definiert. Beim Übergang zum instationären Fall eines Driftprozesses werden diese Prozesse inhomogen.

Abschließend wird die Identifikation des Poisson-Prozeßparameters $\lambda(t)$ aus einem instationären Amplitudenprozeß gezeigt.

1. Driftprozesse

Mit Driftprozessen sollen diejenigen stochastischen Prozesse bezeichnet werden, deren Wahrscheinlichkeitskenngrößen sich in der Zeit stetig ändern, wobei deren Änderungsgeschwindigkeiten klein gegenüber der des physikalischen oder technischen Parameters selbst sind. Es gibt ein relativ einfaches Prozeßmodell, bei dem sich der Driftprozeß $X(t)$ als eine multiplikative und additive Mischung eines stationären Prozesses $X_0(t)$ mit determinierten Parametern $A(t)$ und $B(t)$ darstellt [1] und [2]

$$X(t) = X_0(t) \cdot A(t) + B(t) . \tag{1}$$

Bei technologischen Problemstellungen ist es zumeist das Ziel, die nicht erwünschten und zunächst unbekannten Drifteinflüsse erstens meßtechnisch zu identifizieren und ihren zeitlichen Verlauf mathematisch zu beschreiben und zweitens technisch zu interpretieren. Das erste erreicht man mit der Regressionsanalyse und mathematischen Statistik; das zweite leistet eine gründliche Systemanalyse.

Die Verteilungsdichte $f_{\mathbf{X}}(x, T)$ eines im Zeitintervall $[0, T]$ driftenden Prozesses $X(t)$ errechnet sich [1] und [3] zu

$$f_{\mathbf{X}}(x, T) = \frac{1}{T} \int_0^T f_{\mathbf{X}}(x, T)\, dt . \tag{2}$$

[1]) Mitteilung aus dem Institut für Regelungstechnik, Forschungszentrum des Kombinats VEB Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow „Friedrich Ebert".

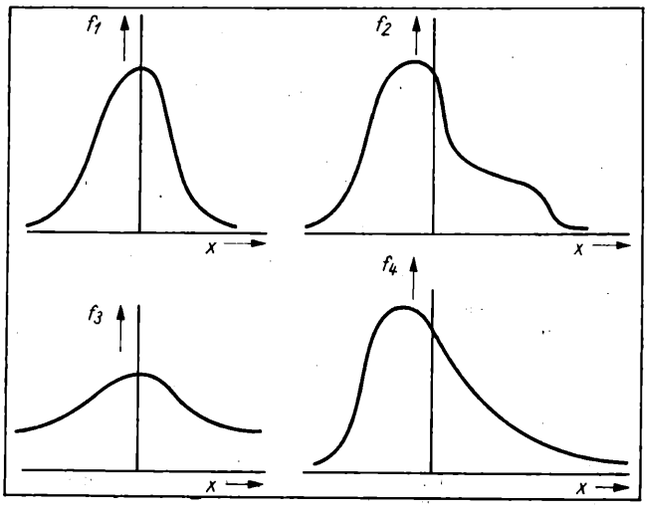


Bild 1. Nicht-Gaußsche Verteilungen, entstanden aus einer Gauß-Verteilung und Driftkomponenten

f_1 Normalverteilung, f_2 Normalverteilung mit additiver Komponente, f_3 Normalverteilung mit multiplikativer Komponente, f_4 Normalverteilung mit additiver und multiplikativer Komponente

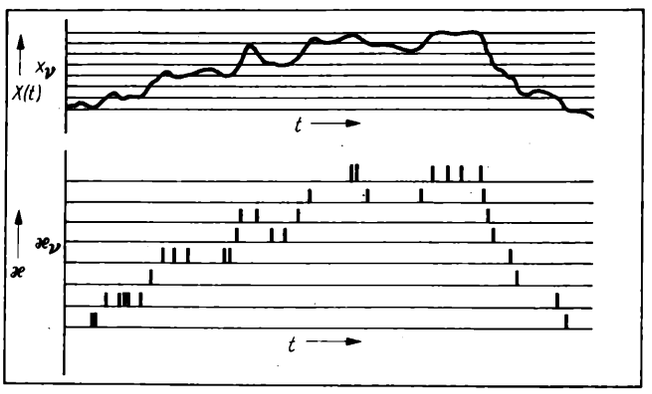


Bild 2. Amplitudenprozeß mit begleitenden Poisson-Prozessen

Damit hat die zeitvariante Dichte der Gauß-Verteilung unter Berücksichtigung von Gl. (1) die Form

$$f_{\mathbf{X}}(x, t) = \frac{A(t)}{\sqrt{2\pi}\,(\sigma_0 \cdot A(t))} \times \exp\left\{-\frac{[x - (A(t) \cdot \mu_0 + B(t))]^2}{2 \cdot (\sigma_0 \cdot A(t))^2}\right\}, \tag{3}$$

während die integrierte Dichte, das sog. „Mischkollektiv", durch die Gleichung

$$f_{\mathbf{X}}(x, T) = \frac{1}{T} \cdot C_{\mathrm{G}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^T \frac{A(t)}{(\sigma_0 \cdot A(t))} \times \exp\left\{-\frac{[x - (A(t) \cdot \mu_0 + B(t))]^2}{2 \cdot (\sigma_0 \cdot A(t))^2}\right\} \mathrm{d}t$$

$$C_{\mathrm{G}} = \left\{\int_0^T \frac{1}{T} \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{(\sigma_0 \cdot A(t))} \times \exp\left\{-\frac{[x - (A(t) \cdot \mu_0 + B(t))]^2}{2 \cdot (\sigma_0 \cdot A(t))^2}\right\} \mathrm{d}t\,\mathrm{d}x\right\}^{-1} \tag{4}$$

ausgedrückt wird. Mischkollektive lassen sich auch von anderen Verteilungstypen, z. B. vom Haupttyp I aus dem Pearson-System, bilden [1]. Untersuchungen zeigten aber, daß sich oft Nicht-Gaußsche Verteilungen als Gauß-Verteilung mit Drift interpretieren lassen, zumal sich diese Interpretation häufig auf natürliche Weise aus dem technischen Sachverhalt ergibt [4]. Drei Beispiele für die verformende Wirkung von Driftkomponenten liefert Bild 1. Mit Hilfe von Driftkomponenten lassen sich auch mühelos mehrgipflige Verteilungen erklären, deren analytische Beschreibung bzw. statistische Behandlung gewöhnlich Schwierigkeiten bereitet.

2. Begleitende Poisson-Prozesse

Legt man über die Aufzeichnung eines analogen stochastischen Prozesses $X(t)$ ein Linienraster, dessen Rasterung durch wohlbestimmte Amplitudenwerte festgelegt ist, so erhält man zu unterschiedlichen zufälligen Zeitpunkten Ereignisse, die durch den Übergang des Amplitudenprozesses an einer Rasterlinie (Schwelle) gekennzeichnet sind (Bild 2).

Es entstehen Markovsche Punktprozesse $\varkappa(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \delta(t - ti)$, deren Häufigkeitsverteilungen homogenen bzw. im instationären Fall inhomogenen Poisson-Prozessen entsprechen. Der gesamte Ereigniskomplex der Übergänge an den Schwellen x_ν wird im folgenden mit „begleitendem Poisson-Prozessen" bezeichnet. Zu dem Impulsprozeß $\varkappa$ gehört der Zählprozeß $\tilde{\varkappa}$; dieser hat die Verteilungsdichte:

$$P_\nu(\tilde{\varkappa} = i) = \frac{(\lambda_\nu \cdot T)^i}{i!} \cdot \mathrm{e}^{-\lambda_\nu \cdot T}. \tag{5}$$

Bezüglich eines stationären stochastischen Amplitudenprozesses $X_0(t)$ stellt λ_ν die absolute Häufigkeit des Auftretens von Übergängen an einer Amplitudenschwelle $x_{0\nu}$ bezogen auf die Zeiteinheit dar (Bild 3).

Der Zusammenhang zwischen der Dichte $f_{\mathbf{X}_0}$ des Amplitudenprozesses $X_0(t)$ und dem Parameter $\lambda(x_\nu)$ eines begleitenden Poisson-Prozesses ergibt sich zu

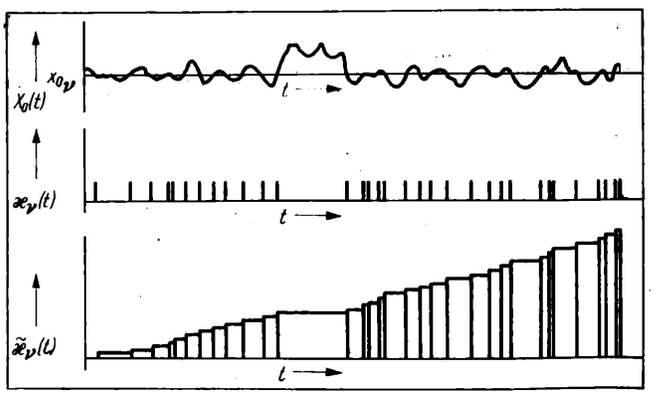
$$f_{\mathbf{X}_0}(x_\nu) = \frac{\lambda(x_\nu)}{\int_{-\infty}^{+\infty} \lambda(x)\,\mathrm{d}x}. \tag{6}$$

Diese Formel gilt selbstverständlich auch für die Dichte $f_{\mathbf{X}}$ von Mischverteilungen, nur mit dem Unterschied, daß die entstehenden Poisson-Prozesse inhomogen sind.

3. Inhomogener Poisson-Prozeß

Ein homogener Poisson-Prozeß ist ein reiner Markovscher Geburtsprozeß mit der konstanten Geburtsrate λ. Läßt man die Annahme λ = konst. fallen, so ergibt sich für eine zeitvariante

Bild 3. Amplitudenprozeß, Impulsprozeß und Zählprozeß



Geburtsrate $\lambda(t)$ ebenfalls ein Poisson-Prozeß, der allerdings inhomogen ist. Der Prozeßparameter ist im Beobachtungsintervall $[t_0, t]$

$$\Lambda(t) = \int_{t_0}^{t} \lambda(z)\,\mathrm{d}z\,. \tag{7}$$

Die entsprechende Poisson-Dichte lautet

$$P(\tilde{x} = i) = \frac{(\Lambda(t))^i}{i!}\,\mathrm{e}^{-\Lambda(t)}\,. \tag{8}$$

Dieses Ergebnis folgt aus der Integration der Kolmogorovschen Differentialgleichungen[2]):

$$\left.\begin{aligned} \frac{\mathrm{d}P_0(t)}{\mathrm{d}t} &= -\lambda(t)\cdot P_0(t)\,,\\ \frac{\mathrm{d}P_i(t)}{\mathrm{d}t} &= -\lambda(t)\cdot P_i(t) + \lambda(t)\cdot P_{i-1}(t) \qquad (i = 1, 2, \ldots)\,. \end{aligned}\right\} \tag{9}$$

Hierbei sind die $P_i(t)$ die Auftrittswahrscheinlichkeiten der Zustände $\tilde{x} = i$, und es ist $\lambda(t)\,\mathrm{d}t + 0(\mathrm{d}t)$ die für alle Zustände gleiche, aber zeitvariante Wahrscheinlichkeit dafür, daß das System im Zeitintervall $[t, t + \mathrm{d}t]$ aus dem Zustand $\tilde{x} = i$ in den Zustand $\tilde{x} = i + 1$ übergeht. Es bedeute $0(\mathrm{d}t)$, daß

$$\lim_{\mathrm{d}t\to 0} \frac{0(\mathrm{d}t)}{\mathrm{d}t} = 0$$

gilt. Aus der ersten Dgl. aus dem System (9) folgt sofort

$$P_0(t) = \mathrm{e}^{-\Lambda(t)}$$

mit

$$\Lambda(t) = \int_{t_0}^{t} \lambda(z)\,\mathrm{d}z\,. \tag{10}$$

Die zweite Dgl. errechnet sich aus der allgemeinen Lösungsformel für eine lineare Dgl. erster Ordnung durch Variation der Konstanten. Es ergibt sich

$$P_i(t) = \mathrm{e}^{-\Lambda(t)} \int_{t_0}^{t} \lambda(z)\cdot P_{i-1}(z)\cdot \mathrm{e}^{\Lambda(z)}\,\mathrm{d}z\,. \tag{11}$$

Dieses ist eine Rekursionsformel, die ausgeschrieben folgende Form erhält:

$$P_i(t) = \mathrm{e}^{-\Lambda(t)} \int_{t_0}^{t} \lambda(z) \left\{ \int_{t_0}^{t} \lambda(z)\cdot \left[\int_{t_0}^{t} \lambda(z)\,(\ldots)\,\mathrm{d}z \right] \mathrm{d}z \right\} \mathrm{d}z\,.$$

Eine, von innen her beginnende, fortlaufende Integration führt schließlich auf das Ergebnis (8).
Die vier Momente des inhomogenen Poisson-Prozesses errechnen sich zu

$$E[i] = \Lambda(t) = \int_{t_0}^{t} \lambda(z)\,\mathrm{d}z\,, \tag{12}$$

$$D^2[i] = \Lambda(t) = \int_{t_0}^{t} \lambda(z)\,\mathrm{d}z\,, \tag{13}$$

$$E[i^3] = \Lambda(t)^{-1/2} = \frac{1}{\sqrt{\int_{t_0}^{t} \lambda(z)\,\mathrm{d}z}}\,, \tag{14}$$

$$E[i^4] = \Lambda(t)^{-1} = \frac{1}{\int_{t_0}^{t} \lambda(z)\,\mathrm{d}z}\,. \tag{15}$$

Im folgenden sollen vier Beispiele zeitvarianter Poisson-Parameter $\Lambda(t)$ vorgestellt werden. Der Startzeitpunkt wird bei sämtlichen Beispielen mit der Ausnahme des Beispiels 4C bei $t_0 = 0$ festgelegt.

1. $\lambda(t) = C\cdot \mathrm{e}^{-at}$,

$$\Lambda(t) = C\cdot \int_0^t \mathrm{e}^{-az}\cdot \mathrm{d}z = \frac{C}{a}\,(1 - \mathrm{e}^{-at})\,.$$

Daraus folgt

$$\left.\begin{aligned} P_0(t) &= \exp\left[-\frac{C}{a}\,(1 - \mathrm{e}^{-at})\right]\\ P_i(t) &= \frac{\left(\frac{C}{a}\right)^i (1 - \mathrm{e}^{-at})^i}{i!}\cdot \exp\left[-\frac{C}{a}\,(1 - \mathrm{e}^{-at})\right]. \end{aligned}\right\} \tag{16}$$

Für lange Zeiten bzw. $t \to \infty$ führen diese Formeln zu

$$\left.\begin{aligned} \lim_{t\to\infty} P_0(t) &= \mathrm{e}^{-C/a}\\ \lim_{t\to\infty} P_i(t) &= \frac{\left(\frac{C}{a}\right)^i}{i!}\cdot \mathrm{e}^{-C/a}. \end{aligned}\right\} \tag{17}$$

Dieses ist offenbar eine Poisson-Verteilung mit dem Parameter C/a.

2. $\lambda = C\cdot(1 - \mathrm{e}^{-at})$

$$\Lambda(t) = C\cdot \int_0^t (1 - \mathrm{e}^{-az})\,\mathrm{d}z = C\cdot\left[t - \frac{1}{a}\,(1 - \mathrm{e}^{-at})\right].$$

Daraus folgt

$$\left.\begin{aligned} P_0(t) &= \mathrm{e}^{-C\cdot t}\cdot \mathrm{e}^{C/a\,(1-\mathrm{e}^{-at})}\\ P_i(t) &= \frac{C^i\left[t - \frac{1}{a}\,(1 - \mathrm{e}^{-at})\right]^i}{i!}\times\\ &\quad\times \exp\left[-C\cdot t - \frac{1}{a}\,(1 - \mathrm{e}^{-at})\right]. \end{aligned}\right\} \tag{18}$$

Für längere Zeiten t wird

$$\mathrm{e}^{-at} \ll 1\,,$$

so daß sich für $P_0(t)$ und $P_i(t)$ ergibt:

$$\left.\begin{aligned} P_0(t) &= \mathrm{e}^{-C\cdot\left(t-\frac{1}{a}\right)}\\ P_i(t) &= \frac{C^i\left(t - \frac{1}{a}\right)^i}{i!}\cdot \exp\left[-C\left(t - \frac{1}{a}\right)\right]. \end{aligned}\right\} \tag{19}$$

Substituiert man

$$t - \frac{1}{a} = t'\,,$$

so ergibt sich

$$\left.\begin{aligned} P_0(t) &= \mathrm{e}^{-C\cdot t'}\,,\\ P_i(t) &= \frac{(C\cdot t')^i}{i!}\cdot \mathrm{e}^{-C\cdot t'}. \end{aligned}\right\} \tag{20}$$

Es entsteht eine Poisson-Verteilung mit dem Parameter $C\cdot t'$. Beachtet man, daß $1/a$ ein Zeitintervall ist, so läßt sich leicht abschätzen, nach welcher Zeit t die Gln. (19) und (20) näherungsweise gelten (Bild 4).

Diese Zeit beträgt etwa $t \geqq 3\cdot(1/a)$.

[2]) *Gnedenko* [5] beschreibt einen Lösungsweg mit Hilfe von erzeugenden Funktionen.

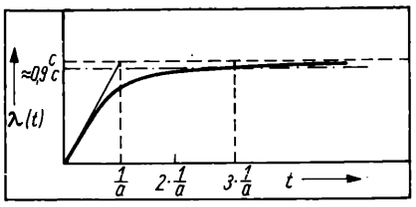


Bild 4. Zeitlicher Ablauf von $\lambda(t) = C \cdot (1 - e^{-at})$

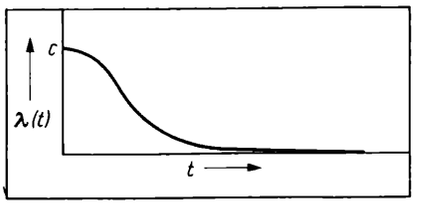


Bild 5. Zeitlicher Verlauf von $\lambda(t) = C \cdot e^{-\frac{1}{2a^2}t^2}$

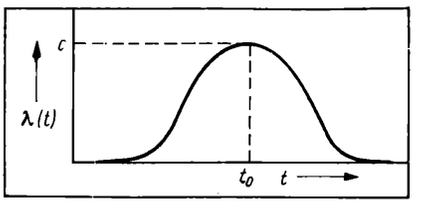


Bild 6. Zeitlicher Verlauf von $\lambda(t) = C \cdot e^{-\frac{1}{2a^2}(t-t_0)^2}$

3. $\lambda(t) = \sum_{\nu=0}^{n} a_\nu \cdot t^\nu$,

$$\Lambda(t) = \int_0^t \sum_{\nu=0}^{n} a_\nu z^\nu \, dz = \sum_{\nu=0}^{n} a_\nu \frac{t^{\nu+1}}{\nu+1}.$$

Daraus folgt

$$\left.\begin{aligned} P_0(t) &= \exp\left[-\sum_{\nu=0}^{n} a_\nu \frac{t^{\nu+1}}{\nu+1}\right], \\ P_i(t) &= \frac{\left(\sum_{\nu=0}^{n} a_\nu \frac{t^{\nu+1}}{\nu+1}\right)^i}{i!} \exp\left[-\sum_{\nu=0}^{n} a_\nu \frac{t^{\nu+1}}{\nu+1}\right]. \end{aligned}\right\} \quad (21)$$

Da es unklar ist, ob $\Lambda(t)$ für $t \to \infty$ konvergiert oder divergiert, kann über die stationären Verteilungen und über ihre Existenz keine Aussage gemacht werden.

4. $\lambda(t) = C \cdot \exp\left[-\frac{1}{2a^2}(t - t_0)^2\right]$.

Diese Funktion ist die Gaußsche Glockenkurve. Im folgenden wird zunächst die allgemeine Lösung der Kolmogorovschen Gleichungen angegeben.

Es gilt

$$\Lambda(t) = C \cdot \int_0^t e^{-\frac{1}{2a^2}(z-t_0)^2} \, dz = C \cdot \Phi(a^2, t_0, t).$$

Daraus folgt

$$\left.\begin{aligned} P_0(t) &= e^{-C \cdot \Phi(a^2, t_0, t)}, \\ P_i(t) &= \frac{C^i \cdot (\Phi(a^2, t_0, t))^i}{i!} \cdot e^{-C \cdot \Phi(a^2, t_0, t)}. \end{aligned}\right\} \quad (22)$$

Es werden nun vier Spezialfälle betrachtet, wobei nur die Ergebnisse für $\Lambda(t)$ angegeben werden. Die Zustandswahrscheinlichkeiten $P_i(t)$ errechnen sich durch Einsetzen von $\Lambda(t)$ in die Gln. (22).

Fall A: $t \to \infty$, $t_0 = 0$

$$\lim_{t \to \infty} \Lambda(t) = C \cdot \int_0^\infty e^{-\frac{1}{2a^2}z^2} \, dz = C \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot a,$$

(Bild 5).

Fall B: $0 \leqq t \leqq t_0$, $t_0 \geqq 3a$

$$\Lambda(t) = C \cdot \int_0^{t_0} e^{-\frac{1}{2a^2}(z-t_0)^2} \, dz \approx C \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot a.$$

Fall C: $t_0 \leqq t \leqq \infty$,

$$\Lambda(t) = C \cdot \int_{t_0}^\infty e^{-\frac{1}{2a^2}(z-t_0)^2} \, dz = C \cdot \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot a.$$

Fall D: $0 \leqq t \leqq \infty$, $t_0 \geqq 3a$

$$\Lambda(t) = C \cdot \int_0^\infty e^{-\frac{1}{2a^2}(z-t_0)^2} \, dz \approx C \cdot \sqrt{2\pi} \cdot a$$

(Bild 6).

Die vorgestellte Typenliste von zeitvarianten Geburtsraten erhebt keineswegs einen Anspruch auf Vollständigkeit. Es fehlen beispielsweise periodische Funktionen völlig. Daher kann auch diese Aufstellung beliebig erweitert werden. Zu diskutieren wären z. B. unstetige Funktionen.

Praktische Anwendungsfälle für die genannten inhomogenen Geburtsprozesse sind spezielle Bedienungssysteme. Als eine weitere Anwendungsmöglichkeit bieten sich Wachstumsprozesse an, die durch reine Geburtsprozesse beschrieben werden können.

4. Gewinnung der zeitvarianten Poisson-Parameter aus einer zeitvarianten Prozeßdichte

Bei Vorhandensein eines instationären Prozesses ist es i. allg. notwendig, die Driftkomponenten zu identifizieren. Weiterhin kann die Erkennung der mittleren Frequenz des Prozeßparameters von Interesse sein, wenn nämlich der Prozeß selbst wieder eine Systemeingangsgröße ist. Diese mittlere Frequenz ω_0 aber ist proportional dem Parameter λ des begleitenden Poisson-Prozesses, der bei der Zentrierung des Driftprozesses entsteht. Es gilt [6]

$$\omega_0 = \pi \cdot \lambda. \quad (23)$$

Um die mittlere Frequenz des stationären Prozesses $X_0(t)$ zu erhalten, werden aus dem instationären Prozeß $X(t)$ die Driftkomponenten $A(t)$ und $B(t)$ durch Regressionsverfahren geschätzt und separiert. Aus dem gewonnenen Prozeß $X_0(t)$ läßt sich leicht ein Histogramm der Verteilungsdichte $f_{X_0}(x_\nu)$ aufzeichnen. Bei der Auszählung und Berechnung des Histogramms ergeben sich die Poisson-Parameter $\lambda(x_\nu)$, also auch die mittlere Frequenz ω_0, von selbst.

Die Kenntnis der additiven und multiplikativen Driftkomponenten führt zu einer Schar von Verteilungsdichten, wobei jedem Zeitpunkt $\tilde{t}_i$ eine Dichtekurve bzw. ein Histogramm zugeordnet werden kann. Ausgangspunkt dafür ist die Dichtekurve für den

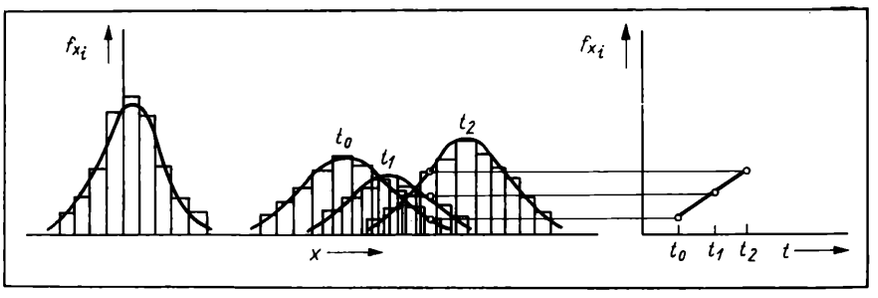


Bild 7. Beispiel einer zeitvarianten Verteilungsdichte

stationären Prozeß und die geschätzten Regressionspolynome $\hat{A}(t)$ und $\hat{B}(t)$. Nach der Formel

$$X(t) = X_0(t) \cdot \hat{A}(\tilde{t}_i) + \hat{B}(\tilde{t}_i)$$

kann für jeden Zeitparameter $\tilde{t}_i$ ein stationärer Prozeß $X_i(t)$ aus dem Prozeß $X_0(t)$ und den Schätzwerten $\hat{A}(\tilde{t}_i)$ und $\hat{B}(\tilde{t}_i)$ sowie ein entsprechendes Histogramm bzw. eine Verteilungsdichte $f_{X_i}(x)$ gewonnen werden (Bild 7). Die additive Überlagerung sämtlicher Histogramme liefert nach entsprechender Normierung die Dichte des instationären Prozesses $X(t)$.

Kann für den stationären Prozeß $X_0(t)$ die Dichtefunktion in geschlossener mathematischer Form beschrieben werden, so ist es wegen der Gln. (3) und (6) auch möglich, den zeitvarianten Poisson-Parameter $\lambda(t)$ anzugeben. Besteht eine solche Möglichkeit nicht, so lassen sich die zeitvariante Dichte $f_{X_i}(x)$ und damit der zeitvariante Parameter $\lambda(t)$ entsprechend dem f_{X_i}, t — Diagramm im Bild 7 grafisch ermitteln.

Zusammenfassung

Ausgehend von den Forderungen an die Prozeßanalyse, instationäre stochastische Prozesse zu beschreiben, wird eine kurze Einführung in die Problematik der Driftprozesse gegeben. Die Betrachtung von Übergangspunktprozessen führt zu dem Begriff der „begleitenden Poisson-Prozesse". Weiterhin wird auf inhomogene Poisson-Prozesse eingegangen, und es werden entsprechende Beispiele berechnet. Schließlich wird ein Verfahren vorgestellt, das die Identifikation sowohl konstanter als auch zeitvarianter Poisson-Parameter aus einem gegebenen Driftprozeß erlaubt.

Literatur

[1] *Palm, R.:* Fehleranalyse durch Identifikation und Separation von Fehleranteilen aus stationären und instationären Prozessen. Dissertation A, eingereicht an der Humboldt-Universität zu Berlin, Math.-Nat.-Fakultät 1980.

[2] *Kugler, J.:* Beitrag zur meßtechnischen Erfassung instationärer-stochastischer Prozesse. Dissertation A, TH „Otto von Guericke" Magdeburg 1976.

[3] *Zerbe, H.:* Mathematisch-statistische Methoden der Erfassung dominant wirkender Einflußgrößen. Dissertation A, TH Ilmenau 1968.

[4] *Gludkin, O. P.; Običkin, Ju. G.; Blochin, V. G.:* Statističeskije metody v technologii proizvodstva radioelektronnoj apparatury. Moskva: Energija 1977.

[5] *Gnedenko, B. W.; Kowalenko, I. N.:* Einführung in die Bedienungstheorie. Berlin: Akademie-Verlag 1971.

[6] *Palm, R.:* Polaritätskorrelation und Poisson-Prozeß (in Vorbereitung).

msr 7402

Dipl.-Ing. Dr. *R. Noisser*, Wien[1])

Beitrag zur numerischen Berechnung der Abtastübertragungsfunktion

IA 1.1.4.1.

0. Einleitung

Für den Entwurf von digitalen Regelungen benötigt man in vielen Fällen die z-Übertragungsfunktion ($G(z)$) bzw. die Differenzengleichung der Regelstrecke. Oft ist aber die Strecke durch die Übertragungsfunktion im s-Bereich ($G(s)$) oder durch eine Vektordifferentialgleichung (Zustandsraum) gegeben, und man muß dafür das zugehörige $G(z)$ bestimmen. Da heute der Entwurf von Reglern schon vielfach rechnerunterstützt ausgeführt wird, ist es wünschenswert und naheliegend, auch das $G(z)$ über Rechner zu ermitteln. Die folgenden Betrachtungen zur numerischen Bestimmung von $G(z)$ beschränken sich auf Regelstrecken mit einem Eingang und einem Ausgang und einer rationalen Übertragungsfunktion $G(s)$. Die zur Ermittlung von $G(z)$ angeführten Verfahren können aber grundsätzlich auch für Strecken mit mehreren Ein- und Ausgängen verwendet werden. Weist die Strecke außer einem rationalen Anteil eine Totzeit auf, die ein Vielfaches der Abtastzeit (T_A) ist, so kann man diese Verfahren ebenfalls verwenden, wie sich u. a. im folgenden zeigt.

Es wird angenommen, daß die Strecke durch

$$G(s) = \frac{Z_s(s)}{N_s(s)} = \frac{y(s)}{u(s)} = \frac{a_0 + a_1 s + a_2 s^2 + \ldots + a_m \cdot s^m}{b_0 + b_1 s + \ldots + b_{n-1} s^{n-1} + s^n}\,, \quad m < n\,, \tag{1}$$

oder durch folgende n-dimensionale Zustandsraumdarstellung

$$\left.\begin{aligned} \dot{\boldsymbol{x}}(t) &= \boldsymbol{A}\boldsymbol{x}(t) + \boldsymbol{b}u(t)\,, \\ y(t) &= \boldsymbol{c}^T\boldsymbol{x}(t) \end{aligned}\right\} \tag{2}$$

gegeben ist. Außerdem wird angenommen, daß nicht die z-Übertragungsfunktion der Regelstrecke allein, sondern die z-Übertragungsfunktion von Regelstrecke und davorgeschaltetem Halteglied nullter Ordnung (Bild 1) zu bestimmen ist, die im weiteren mit $G_{HG}(z)$ bezeichnet wird. Diese wird meist für den Entwurf digitaler Regler benötigt, weshalb nur auf deren numerische Bestimmung eingegangen wird. Die angeführten Verfahren lassen sich aber leicht so modifizieren, daß man damit auch die z-Transformierte der Strecke allein bestimmen kann.

Für $G_{HG}(z)$ soll allgemein

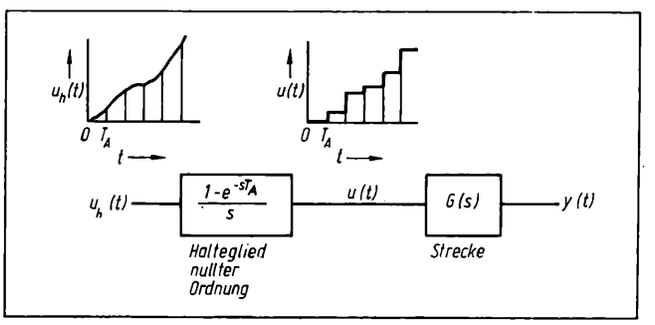
$$G_{HG}(z) = \frac{Z(z)}{N(z)} = \frac{c_0 + c_1 z + \ldots + c_{n-1} z^{n-1}}{d_0 + d_1 z + \ldots + d_{n-1} z^{n-1} + z^n} \tag{3}$$

gelten. Die Koeffizienten von $G_{HG}(z)$ hängen bekanntlich eng mit der für die Strecke geltenden Differenzengleichung zusammen. Diese beschreibt den Zusammenhang zwischen der Eingangsgröße $u(t)$ und der Ausgangsgröße $y(t)$ der Strecke für die Zeitpunkte $k \cdot T_A$ unter der Voraussetzung, daß $u(t)$ eine Treppenfunktion entsprechend Bild 1 ist. Für die Differenzengleichung gilt nach [2]:

$$\begin{aligned} &y(k) + d_{n-1} y(k-1) + \ldots + d_0 y(k-n) = \\ &= c_{n-1} u(k-1) + c_{n-2} u(k-2) + \ldots + c_0 u(k-n)\,, \end{aligned} \tag{4}$$

wobei in Gl. (4) sowie im folgenden der Einfachheit halber statt $(k-i) \cdot T_A$ nur $k-i$ geschrieben wird. Der Ausgang von digitalen Reglern ist meist treppenförmig, und man benötigt

Bild 1. Strecke mit Halteglied nullter Ordnung



[1]) Mitteilung aus der TU Wien, Institut für Elektrische Regelungstechnik.

daher i. allg. für deren Entwurf die Differenzengleichung der Strecke und damit $G_{HG}(z)$.

Für $G_{HG}(z)$ gilt nach [2]

$$G_{HG}(z) = Z\{H(s) \cdot G(s)\} = (1 - z^{-1}) \cdot Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}, \tag{5}$$

wobei

$$H(s) = \frac{1 - e^{-sT_A}}{s} \tag{6}$$

die Übertragungsfunktion des Haltegliedes nullter Ordnung und allgemein $Z\{F(s)\}$ die zur Übertragungsfunktion $F(s)$ gehörige z-Transformierte darstellt. Besteht die Strecke aus einem rational gebrochenen $G(s)$ und einer vor- oder nachgeschalteten Totzeit mit der Übertragungsfunktion

$$D(s) = e^{-T_t \cdot s}, \tag{7}$$

so läßt sich die zugehörige z-Transformierte $Z\{H(s) \cdot D(s) \cdot G(s)\}$ leicht angeben, wenn die Totzeit ein Vielfaches von T_A ist:

$$T_t = k \cdot T_A. \tag{8}$$

Es gilt dann:

$$Z\{H(s) \cdot D(s) \cdot G(s)\} = (1 - z^{-1}) Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\} \cdot z^{-k}, \tag{9}$$

und man benötigt in diesem Fall ebenfalls nur das zum rational gebrochenen $G(s)$ gehörige $G_{HG}(z)$.

Drei Verfahren zur numerischen Bestimmung von $G_{HG}(z)$ werden im Beitrag angegeben, wobei die beiden ersten grundsätzlich als Verfahren zur Bestimmung von $G_{HG}(z)$ aus der Literatur [4] bekannt sind. Im vorliegenden wird gezeigt, wie sich damit $G_{HG}(z)$ geeignet numerisch bestimmen läßt. Die nachstehend kurz angeführten Verfahren werden ferner hinsichtlich Speicherplatzbedarf und anhand mehrerer Beispiele hinsichtlich Rechenzeit und Genauigkeit miteinander verglichen.

– Das erste Verfahren arbeitet ähnlich wie die zur Identifikation von Prozessen verwendeten Parameterschätzverfahren [13].

  Aus bekannten Eingangs- und Ausgangswerten $(u(k), y(k))$ der Strecke erhält man mit Gl. (4) ein lineares Gleichungssystem für die Bestimmung der c_i, d_j von $G_{HG}(z)$, wie in [4] gezeigt wird. Die zu vorgewählten $u(k)$-Werten gehörigen $y(k)$-Werte erhält man durch Integration von Gl. (2). Die untersuchten Beispiele zeigen dazu, daß die naheliegende Verwendung von üblichen Integrationsverfahren (z. B. *Runge-Kutta*) wegen der für $y(k)$ erforderlichen Genauigkeit und wegen der Rechenzeit nicht günstig ist. Wesentlich besser ist die Bestimmung von $y(k)$ über die Übergangsmatrix, z. B. entsprechend [5].

– In der Literatur [1] bis [4] wird meist folgende Methode zur Ermittlung von $G_{HG}(z)$ angeführt: Nach Gl. (5) benötigt man für $G_{HG}(z)$ $Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}$. Dieses $Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}$ kann man erhalten, indem man für $\frac{G(s)}{s}$ eine Partialbruchzerlegung macht und zu den einzelnen Termen der Partialbruchzerlegung mit Hilfe von Tabellen (z. B. in [1] und [2]) die zugehörige z-Transformierte bestimmt. Die numerische Realisierung dieser Methode liefert ein Verfahren, das genau ist und wenig Rechenzeit braucht. Es benötigt aber wesentlich mehr Speicherplatz als das vorangegangene und das folgende Verfahren und ist daher für die numerische Bestimmung von $G_{HG}(z)$ weniger geeignet.

– Geht man von der Zustandsraumdarstellung der Strecke nach Gl. (2) aus, so gilt für ein treppenförmiges Eingangssignal $u(k)$ [4]:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{x}(k+1) &= \boldsymbol{\Phi}(T_A)\,\boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{h}(T_A) \cdot u(k), \\ y(k+1) &= \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{x}(k+1). \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

Die Übergangsmatrix $\boldsymbol{\Phi}(T_A)$ und $\boldsymbol{h}(T_A)$ lassen sich, wie im Abschn. 1. gezeigt wird, aus $\boldsymbol{A}$ und $\boldsymbol{b}$ (Gl. (2)) gewinnen. Für $G_{HG}(z)$ gilt nach [4]:

$$G_{HG}(z) = \boldsymbol{c}^T (z\boldsymbol{I} - \boldsymbol{\Phi})^{-1} \boldsymbol{h}, \tag{11}$$

wobei $\boldsymbol{I}$ die Einheitsmatrix darstellt, und in [12] ist ein Algorithmus angegeben, mit dem man $(z\boldsymbol{I} - \boldsymbol{\Phi})^{-1}$ auf relativ einfache Weise bestimmen kann.

Dieses Verfahren benötigt wenig Rechenzeit, arbeitet sehr genau und benötigt etwas weniger Speicherplatz als das erste, aber wesentlich weniger als das zweite Verfahren. Es erscheint aufgrund der untersuchten Beispiele am geeignetsten für die numerische Ermittlung von $G_{HG}(z)$.

1. Ermittlung von $G_{HG}(z)$ aus den Eingangs- und Ausgangsgrößen der Strecke

Für die Koeffizienten c_i, d_j von $G_{HG}(z)$ ergibt sich bei bekannten $u(k)$ und $y(k)$-Werten ($k = 0$ bis $2n$) mit Gl. (4) folgendes lineare Gleichungssystem:

$$\begin{bmatrix} u(0) & 0 & 0 & & c_{n-1} \\ u(1) & \ddots & -y(1) & \ddots & c_{n-2} \\ \vdots & & -y(2) & & \vdots \\ u(n-1) & u(0) & & & c_0 \\ u(n) & u(1) & & -y(1) & d_{n-1} \\ & \ddots & & -y(2) & \\ & u(n-1) & & \vdots & \\ u(2n-1) & \cdots\cdots\; u(n) & -y(2n-1) & \cdots\cdots\; -y(n) & d_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y(1) \\ y(2) \\ \vdots \\ y(2n) \end{bmatrix} \tag{12}$$

Dieses Gleichungssystem ist nach [4] für beliebige Eingangsfolgen $u(k)$ lösbar, wenn das dazugehörige Abtastsystem ($G_{HG}(z)$ bzw. die Zustandsraumdarstellung nach Gl. (10)) vollständig steuerbar und vollständig beobachtbar (abgekürzt VSUB) ist. Damit das Abtastsystem VSUB ist, muß das kontinuierliche System ($G(s)$ bzw. die Zustandsraumdarstellung nach Gl. (2)) VSUB sein. Außerdem muß für die Pole s_i von $G(s)$, die gleich den Eigenwerten von $\boldsymbol{A}$ sind, mit

$$s_\mu \neq s_\gamma, \tag{13a}$$

$$s_\mu \neq s_\gamma \pm \frac{2k\pi}{T_A} \cdot j, \qquad k = 1, 2, 3, \ldots \tag{13b}$$

gelten [4] und [8]. Dies bedeutet, daß verschiedene Eigenwerte des kontinuierlichen Systems auch verschiedene Eigenwerte des Abtastsystems zur Folge haben müssen. Das kontinuierliche System ist VSUB, wenn $G(s)$ keine gemeinsamen Pol- und Nullstellen aufweist, bzw. wenn für $\boldsymbol{A}$, $\boldsymbol{b}$ und $\boldsymbol{c}^T$ von Gl. (2) gilt:

$$\text{Rang}\,[\boldsymbol{b} \,|\, \boldsymbol{Ab} \,|\, \boldsymbol{A^2 b} \,|\, \ldots \,|\, \boldsymbol{A^{n-1} b}] = n, \tag{14a}$$

$$\text{Rang}\,[\boldsymbol{c} \,|\, \boldsymbol{A^T c} \,|\, (\boldsymbol{A^T})^2 \boldsymbol{c} \,|\, \ldots \,|\, (\boldsymbol{A^T})^{n-1} \boldsymbol{c}] = n. \tag{14b}$$

Für die Ermittlung von $G_{HG}(z)$ wird man ohne wesentliche Einschränkung der Allgemeinheit voraussetzen dürfen, daß das kontinuierliche System VSUB ist. Bei einem $G(s)$ mit komplexen Polen kann es aber bei willkürlicher Wahl von T_A dazu kommen, daß die Bedingung nach den Gln. (13) nicht erfüllt und daher Gl. (12) nicht lösbar ist. Da in einem solchen Fall aber bei einer digitalen Regelung sogenannte versteckte Schwingungen der Regelgröße [4] auftreten können, ist eine solche Abtastzeit für eine digitale Regelung vielleicht überhaupt eher zu vermeiden. Grundsätzlich ist aber aus obigem Grund die Bestimmung von $G_{HG}(z)$ aus den Eingangs- und Ausgangsgrößen kein allgemein anwendbares Verfahren.

Der Vollständigkeit halber wird gleich hier erwähnt, daß die in den zwei folgenden Abschnitten angeführten Verfahren auch bei Abtastsystemen, die nicht VSUB sind, angewendet werden können.

Die zu den $u(k)$-Werten gehörigen $y(k)$-Werte erhält man durch Integration von Gl. (2). Hat man die Strecke durch $G(s)$ gegeben, so kann man dazu leicht eine Zustandsraumdarstellung entsprechend Gl. (2) angeben (s. z. B. [1]). Es ist naheliegend, für die Integration eines der in der Literatur oder in Programmbibliotheken vorhandenen Integrationsverfahren zu verwenden, für die Untersuchungen in Abschn. 4. wurde das in [6] empfohlene Runge-Kutta-Merson-Verfahren (RKM) [7] mit automatischer Schrittweitensteuerung verwendet. Aus Abschn. 4. ergibt sich aber, daß man teilweise eine sehr hohe Genauigkeit bei der Ermittlung von $y(k)$ braucht, um für $G_{\mathrm{HG}}(z)$ eine befriedigende Genauigkeit zu erreichen. Für hohe Genauigkeiten sind aber viele Integrationsverfahren nicht sehr geeignet, da sie dann unter anderem relativ viel Rechenzeit benötigen.

Da $u(t)$ im vorliegenden Fall stückweise konstant ist ($u(k)$), kann man ähnlich wie in [5] $y(k)$ mit Hilfe der Übergangsmatrix $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{h}}(T_A)$ ermitteln. Dabei gilt mit

$$\boldsymbol{A}_{\mathrm{h}} = \left|\begin{array}{c:c} \boldsymbol{A} & \boldsymbol{b} \\ \hdashline 0\ 0\ \ldots\ 0 & 0 \end{array}\right| \tag{15}$$

$$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{h}}(T_{\mathrm{A}}) = \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}_{\mathrm{h}} \cdot T_{\mathrm{A}}} \tag{16}$$

und für

$$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{h}}(T_{\mathrm{A}}) = \left|\begin{array}{c:c} \boldsymbol{\Phi}(T_{\mathrm{A}}) & \boldsymbol{h}(T_{\mathrm{A}}) \\ \hdashline 0 \ldots 0 & 1 \end{array}\right| \tag{17}$$

wie sich leicht zeigen läßt. Nimmt man

$$\boldsymbol{x}(0) = \boldsymbol{0} \tag{18}$$

an, so kann man mit $\boldsymbol{\Phi}(T_{\mathrm{A}})$, $\boldsymbol{h}(T_{\mathrm{A}})$ und Gl. (10) $y(k)$ bestimmen. Bestimmt man ferner $\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{h}}$ nach einer in [5] angegebenen Methode über die unendliche Reihe:

$$\boldsymbol{\Phi}_{\mathrm{h}} \cdot (T_{\mathrm{A}}) = \mathrm{e}^{\boldsymbol{A}_{\mathrm{h}} \cdot T_{\mathrm{A}}} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{T_{\mathrm{A}}^k}{k!} \boldsymbol{A}_{\mathrm{h}}^k , \tag{19}$$

so benötigt man wenig Rechenzeit und erhält sehr genaue $y(k)$-Werte.

Grundsätzlich kann man für die Eingangsgröße $u(k)$ beliebige Werte wählen. Der Einfachheit halber wurde für die Beispiele in Abschn. 4. mit

$$u(k) = \begin{cases} 0 & k < 0 \\ 1 & k \geqq 0 \end{cases} \tag{20}$$

eine sprungförmige Anregung gewählt. Voruntersuchungen dazu haben gezeigt, daß man auch mit anderen (z. B. stochastisch verteilten) $u(k)$-Werten keine wesentlich höhere Genauigkeit für $G_{\mathrm{HG}}(z)$ erhält.

2. Ermittlung von $G_{\mathrm{HG}}(z)$ über Partialbruchzerlegung

Nach Gl. (5) benötigt man für die Ermittlung von $G_{\mathrm{HG}}(z)$ $Z\left\{\frac{G(s)}{s}\right\}$, wobei im folgenden der Einfachheit halber $G_1(s) = \left\{\frac{G(s)}{s}\right\}$ gesetzt wird. In der Literatur [1] bis [4] wird für die Bestimmung von $Z\{G_1(s)\}$ meist vorgeschlagen, eine Partialbruchzerlegung für $G_1(s)$ zu machen und für deren einzelne Terme die zugehörige z-Transformierte zu bestimmen. Nachstehend wird gezeigt, wie man mit dieser Methode $G_{\mathrm{HG}}(z)$ numerisch ermitteln kann. Dazu wird angenommen, daß allgemein für die Partialbruchzerlegung von $G_1(s)$ mit Gl. (1)

$$G_1(s) = \frac{Z_{\mathrm{s}}(s)}{sN_{\mathrm{s}}(s)} = \frac{Z_{\mathrm{s}}(s)}{N_1(s)} = \sum_{i=1}^{l} \sum_{j=1}^{m_i} \frac{r_{ij}}{(s - s_i)^j} , \tag{21}$$

$$\sum_{i=1}^{l} m_i = n + 1 \tag{22}$$

gilt. Für die numerische Ermittlung der Nullstellen s_i von $N_1(s)$, die die Pole von $G_1(s)$ sind, stehen in den meisten Programmbibliotheken (s. z. B. [9] und [11]) Unterprogramme zur Verfügung. Die r_{ij} kann man nach folgender in [10] angeführter Methode ermitteln. Hebt man aus der rechten Seite von Gl. (21) die Terme mit der höchsten Ordnung jedes Poles heraus, so kann man für $G_1(s)$

$$G_1(s) = \sum_{i=1}^{l} \frac{r_{\mathrm{im_i}}}{(s - s_i)^{m_i}} + \frac{P(s)}{Q(s)} \tag{23}$$

mit

$$Q(s) = \prod_{j=1}^{l} (s - s_j)^{m_j - 1} \tag{24}$$

schreiben. Für die $r_{\mathrm{im_i}}$ gilt:

$$r_{\mathrm{im_i}} = \left. \frac{Z_{\mathrm{s}}(s)}{\prod\limits_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{l} (s - s_j)^{m_j}} \right|_{s = s_i} . \tag{25}$$

Bringt man die rechte Seite von Gl. (23) auf den gemeinsamen Nenner $N_1(s)$, so erhält man für $P(s)$ mit den Gln. (21), (23) und (24):

$$P(s) = \left\{ Z_{\mathrm{s}}(s) - \sum_{i=1}^{l} \left[r_{\mathrm{im_i}} \cdot \prod_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{l} (s - s_j)^{m_j} \right] \right\} \cdot \frac{1}{\prod\limits_{j=1}^{l} (s - s_j)} . \tag{26}$$

Setzt man mit Gl. (24)

$$G_2(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{P(s)}{\prod\limits_{i=1}^{l} (s - s_i)^{m_i - 1}} , \tag{27}$$

so erhält man mit den Gln. (23) und (27):

$$G_1(s) = \sum_{i=1}^{l} \frac{r_{\mathrm{im_i}}}{(s - s_i)^{m_i}} + G_2(s) , \tag{28}$$

wobei nach Gl. (27) in $G_2(s)$ jeder Pol gegenüber $G_1(s)$ in einer um eins verminderten Vielfachheit auftritt. Sowie $G_1(s)$ nach den Gln. (23) und (28) aufgeteilt und damit $G_2(s)$ abgespalten wurde, kann man $G_2(s)$ in

$$G_2(s) = \sum_{i=1}^{l} \frac{r_{\mathrm{i,m_i - 1}}}{(s - s_i)^{m_i - 1}} + G_3(s) \tag{29}$$

aufspalten und die $r_{\mathrm{i,m_i - 1}}$ bestimmen. Durch sinngemäße Anwendung des obigen Algorithmus kann man sukzessive alle r_{ij} ermitteln. Für die z-Transformierte eines Terms der rechten Seite von Gl. (21) gilt z. B. nach [4]:

$$Z\left\{\frac{1}{(s - s_i)^j}\right\} = \frac{1}{(j-1)!} \frac{\partial^{j-1}}{\partial s_i^{j-1}} \left\{\frac{z}{z - \mathrm{e}^{s_i T_{\mathrm{A}}}}\right\} . \tag{30}$$

Für die numerische Ermittlung von $Z\left\{\frac{1}{(s - s_i)^j}\right\}$ ist aber folgender Weg einfacher. Allgemein gilt nach [2] folgender Zusammenhang zwischen der Gewichtsfunktion $f(t)$ eines kontinuierlichen Systems m-ter Ordnung mit der Übertragungsfunktion $F(s)$ und den Koeffizienten von $Z\{F(s)\}$:

$$Z\{F(s)\} = \frac{Z_{\mathrm{f}}(z)}{N_{\mathrm{f}}(z)} = \frac{c_0^f + c_1^f z + \ldots + c_{\mathrm{m}}^f z^m}{d_0^f + d_1^f z + \ldots + d_{\mathrm{m}-1}^f z^{m-1} + z^m} , \tag{31}$$

$$c_{\mathrm{m-k}}^f = f(k) + d_{\mathrm{m}-1}^f f(k-1) + \ldots + d_0^f \cdot f(k-m); \tag{32}$$

$$f(k-m) = 0 \quad \text{für} \quad k - m < 0 .$$

Damit erhält man $Z\left\{\frac{1}{(s - s_i)^j}\right\}$ folgendermaßen. Für die zu

$$F(s) = \frac{1}{(s - s_i)^j} \tag{33}$$

gehörige Gewichtsfunktion gilt bekanntlich

$$f(t) = \frac{t^{j-1}}{(j-1)!} e^{s_i t} \tag{34}$$

und für das dazugehörige $N_f(z)$:

$$N_f(z) = (z - e^{s_i T_A})^j . \tag{35}$$

Mit Gl. (35) erhält man $N_f(z)$ und damit die d_i^f und danach die c_{j-k}^f aus den Gln. (32) und (34).

Nach obigem Verfahren kann man numerisch die Partialbruchzerlegung von $G_1(s)$ durchführen und die z-Transformierten der einzelnen Terme der Partialbruchzerlegung bestimmen. Um $G_{HG}(z)$ entsprechend Gl. (3) zu bekommen, müssen die einzelnen z-Transformierten noch auf einen gemeinsamen Nenner gebracht werden und das sich damit ergebende $Z\{G_1(s)\}$ nach Gl. (5) mit $(1 - z^{-1})$ multipliziert werden.

Für die Bestimmung von $G_{HG}(z)$ nach obigem Verfahren benötigt man außer einem Programm zur Bestimmung der Nullstellen von $N_1(s)$ im wesentlichen Programme, mit denen man Polynome mit komplexen Koeffizienten den vier Grundrechenarten unterwerfen kann.

3. Bestimmung von $G_{HG}(z)$ über die Übergangsmatrix

Dieses Verfahren geht, wie schon in Abschn. 1. angeführt wurde, von der Zustandsraumdarstellung des Abtastsystems (Gl. (10)) aus und bestimmt daraus entsprechend Gl. (11) $G_{HG}(z)$. Man benötigt dazu als erstes $\boldsymbol{\Phi}(T_A)$ und $\boldsymbol{h}(T_A)$, deren Ermittlung in Abschn. 1. angegeben wurde. Weiterhin muß man nach Gl. (11) $(z\boldsymbol{I} - \boldsymbol{\Phi})^{-1}$ bestimmen, wozu man das folgende in [12] angeführte Verfahren verwenden kann. Es wird allgemein

$$(z\boldsymbol{I} - \boldsymbol{\Phi})^{-1} = \frac{\boldsymbol{S}(z)}{T(z)} \tag{36}$$

angesetzt, mit

$$\boldsymbol{S}(z) = z^{n-1}\boldsymbol{S}_0 + z^{n-2}\boldsymbol{S}_1 + \ldots + z\boldsymbol{S}_{n-2} + \boldsymbol{S}_{n-1} , \tag{37}$$

$$T(z) = z^n + t_1 z^{n-1} + \ldots + t_{n-1} z + t_n , \tag{38}$$

wobei die $\boldsymbol{S}_i$ $n \cdot n$-Matrizen sind. Ferner wird die Spur einer beliebigen $m \cdot m$-Matrix $\boldsymbol{U}$ (Koeffizienten u_{ij}) mit

$$\text{Spur}\,(\boldsymbol{U}) = \sum_{i=1}^{m} u_{ii} \tag{39}$$

definiert. Damit ergibt sich nach [12] folgender Algorithmus für die Bestimmung der t_i und $\boldsymbol{S}_j$:

$$\begin{aligned}
&\boldsymbol{S}_0 = \boldsymbol{I} , && t_1 = -\text{Spur}\,(\boldsymbol{\Phi}) ,\\
&\boldsymbol{S}_1 = \boldsymbol{S}_0\boldsymbol{\Phi} + t_1\boldsymbol{I} , && t_2 = -\tfrac{1}{2}\,\text{Spur}\,(\boldsymbol{S}_1\boldsymbol{\Phi}) ,\\
&\boldsymbol{S}_2 = \boldsymbol{S}_1\boldsymbol{\Phi} + t_2\boldsymbol{I} , &&\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots && \ldots\ldots\ldots\ldots\\
&\boldsymbol{S}_k = \boldsymbol{S}_{k-1}\boldsymbol{\Phi} + t_k\boldsymbol{I} , && t_k = -\frac{1}{k}\,\text{Spur}\,(\boldsymbol{S}_{k-1}\boldsymbol{\Phi}) ,\\
&\ldots\ldots\ldots\ldots && \ldots\ldots\ldots\ldots\\
&\boldsymbol{S}_{n-1} = \boldsymbol{S}_{n-2}\boldsymbol{\Phi} + t_{n-1}\boldsymbol{I} , && t_{n-1} = -\frac{1}{n-1}\,\text{Spur}\,(\boldsymbol{S}_{n-2}\boldsymbol{\Phi}) ,\\
& && t_n = -\frac{1}{n}\,\text{Spur}\,(\boldsymbol{S}_{n-1}\boldsymbol{\Phi}) .
\end{aligned} \tag{40}$$

Für $G_{HG}(z)$ ergibt sich mit den Gln. (11) und (36) bis (38):

$$G_{HG}(z) = \frac{1}{T(z)} \sum_{i=0}^{n-1} \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{S}_i \boldsymbol{h} z^{n-1-i} , \tag{41}$$

und für die gesuchten Koeffizienten c_i, d_j von $G_{HG}(z)$ erhält man mit den Gln. (3), (38) und (41):

$$\left.\begin{aligned} c_i &= \boldsymbol{c}^T \boldsymbol{S}_{n-1-i}\boldsymbol{h}; \qquad i = 0, 1, \ldots, n-1 ,\\ d_j &= t_{n-j}; \qquad j = 0, 1, \ldots, n-1 . \end{aligned}\right\} \tag{42}$$

Tafel 1. Speicherplatzbedarf der einzelnen Verfahren für die Ermittlung von $G_{HG}(z)$

Verfahren		VEAR	VEAΦ	VPZ	VΦ
Programm		880	800	3543	770
Arbeitsfelder		$4n^2 + 14n$	$5n^2 + 5n$	$21n + 37$	$4 \cdot (n+1)^2$
Gesamtspeicherplatz (Programm und Arbeitsfelder)	$n = 3$	958	860	3646	834
	$n = 10$	1420	1350	3790	1254

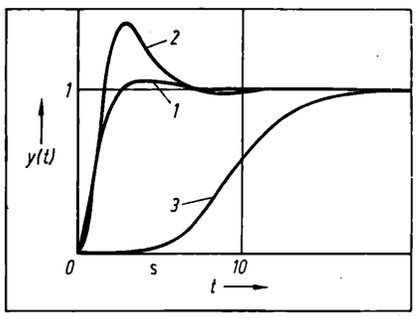


Bild 2. Übergangsfunktionen der Teststrecken

1 $G_1(s) = \dfrac{1 + 2s}{(1+s)^3}$;

2 $G_2(s) = \dfrac{(1+2s)^3}{(1+s)^6}$;

3 $G_3(s) = \dfrac{1}{(1+s)^{10}}$

4. Speicherplatz-, Rechenzeitbedarf und Genauigkeit der einzelnen Verfahren

Folgende Verfahren zur Bestimmung von $G_{HG}(z)$ wurden hinsichtlich Speicherplatz, Rechenzeit und Genauigkeit untersucht:

Bestimmung von $G_{HG}(z)$

- über die Eingangs- und Ausgangsgrößen der Strecke und Berechnung von $y(k)$ mit RKM (VEAR) bzw. mit Übergangsmatrix $\boldsymbol{\Phi}(T_A)$ (VEAΦ),
- über Partialbruchzerlegung von $G_1(s)$ (VPZ),
- über Übergangsmatrix $\boldsymbol{\Phi}(T_A)$ (VΦ).

Die Untersuchungen wurden am Digitalrechner (Cyber 74) der TU Wien gemacht. Außer den Programmen SIMO [9] (Lösung eines linearen Gleichungssystems) und ZPOLR [11] (Bestimmung der Nullstellen eines Polynoms) wurden nur eigene Programme verwendet. Gerechnet wurde mit einfacher Genauigkeit, wodurch eine Realgröße eine Genauigkeit von etwa 14 Stellen aufweist. Beim erforderlichen Speicherplatz wird zwischen dem eigentlichen Programm und den Arbeitsfeldern unterschieden, deren Größe von n = Ordnung $(G(s))$ abhängt. In Tafel 1 ist für die einzelnen Verfahren der erforderliche Speicherplatz angeführt. Für mehrere n-Werte wird außerdem der notwendige Gesamtspeicherplatz (Programm + Arbeitsfelder) angegeben, um darüber einen Begriff zu erhalten. Für die erforderliche Rechenzeit und die Genauigkeit der Ermittlung von $G_{HG}(z)$ lassen sich keine allgemeinen Abschätzungen machen. Deshalb wurden dafür die Verfahren anhand von Beispielen miteinander verglichen. Folgende $G(s)$ wurden dazu angenommen:

$$G_1(s) = \frac{1 + 2s}{(1+s)^3} , \tag{43a}$$

$$G_2(s) = \frac{(1+2s)^3}{(1+s)^6} , \tag{43b}$$

$$G_3(s) = \frac{1}{(1+s)^{10}} ; \tag{43c}$$

die zugehörigen Übergangsfunktionen zeigt Bild 2. Gewählt wurden diese $G(s)$, um Strecken mit unterschiedlicher Ordnung und verschiedenen Übergangsfunktionen (stark, schwach, überhaupt nicht überschwingend) zu untersuchen. In Anlehnung an die Richtwerte zur Wahl von T_A für den Entwurf digitaler Regler nach [2] wurde ferner $G_{HG}(z)$ für folgende 2 Abtastzeiten:

$$T_A/T_{95} \sim \begin{cases} \frac{1}{30} \\ \frac{1}{4} \end{cases} \tag{44}$$

Tafel 2. Erforderliche Rechenzeit für die Ermittlung von $G_{HG}(z)$

Strecke	T_A in s	F_{Rel}	Rechenzeit in s VEAR	VEAΦ	VPZ	VΦ
G_1	0,08	10^{-6}	0,034	0,015	0,038	0,012
	0,6	10^{-6}	0,075	0,017	0,037	0,014
G_2	0,05	10^{-6}	0,307	0,039	0,057	0,039
		10^{-8}	0.685			
	0,4	10^{-6}	0,399	0,047	0,059	0,046
G_3	0,5	10^{-6}	1,099	0,102	0,198	0,195
		10^{-8}	2,22			
	3,8	10^{-6}	*)	0,18	0,194	0,206

*) ... zulässige Rechenzeit nicht ausreichend.

Tafel 3. Fehler der Stationärverstärkung (ΔV) des ermittelten $G_{HG}(z)$

Strecke	T_A in s	F_{Rel}	ΔV VEAR	VEAΦ	VPZ	VΦ
G_1	0,08	10^{-6}	$1{,}76 \cdot 10^{-3}$	$1{,}6 \cdot 10^{-8}$	$2 \cdot 10^{-10}$	$6{,}2 \cdot 10^{-11}$
	0,6	10^{-6}	$2{,}76 \cdot 10^{-6}$	0	$2 \cdot 10^{-10}$	$2 \cdot 10^{-13}$
G_2	0,05	10^{-6}	$2{,}554 \cdot 10^{-1}$	$2{,}38 \cdot 10^{-2}$	$1{,}27 \cdot 10^{-5}$	$2{,}69 \cdot 10^{-6}$
		10^{-8}	$8{,}80 \cdot 10^{-3}$			
	0,4	10^{-6}	$5{,}0 \cdot 10^{-4}$	$3{,}18 \cdot 10^{-7}$	$5{,}1 \cdot 10^{-7}$	$9 \cdot 10^{-13}$
G_3	0,5	10^{-6}	$7{,}78 \cdot 10^{-1}$	$6{,}7 \cdot 10^{-4}$	$4{,}4 \cdot 10^{-7}$	$8{,}4 \cdot 10^{-9}$
		10^{-8}	$6 \cdot 10^{-3}$			
	3,8	10^{-6}		$6{,}6 \cdot 10^{-11}$	$4{,}33 \cdot 10^{-7}$	$6{,}6 \cdot 10^{-11}$

berechnet, wobei T_{95} diejenige Zeit ist, zu der die Übergangsfunktion 95 % des Endwertes erreicht hat. Zum VEAR ist für die Tafeln 2 und 3 noch zu sagen, daß F_{Rel} für das RKM-Integrationsverfahren der für die Ermittlung der $x_1(t)$ (Gl. (2)) zulässige relative Fehler ist.

Um einfach einen Einblick in die Genauigkeit der einzelnen Verfahren zu erhalten, wurde von der Stationärverstärkung

$$V_{Stat} = \lim_{z \to 1} G_{HG}(z) = \frac{c_0 + c_1 + \ldots + c_{n-1}}{d_0 + d_1 + \ldots d_{n-1} + 1} \tag{45}$$

des jeweils bestimmten $G_{HG}(z)$ ausgegangen. Dazu wird in Tafel 3 ΔV mit

$$\Delta V = |1 - V_{Stat}| \tag{46}$$

angegeben. (Der exakte V_{Stat}-Wert ist für alle Beispiele eins.) Natürlich ist für die Brauchbarkeit des ermittelten $G_{HG}(z)$, z. B. für einen Reglerentwurf, nicht nur die Genauigkeit der V_{Stat}, sondern die Genauigkeit des zu $G_{HG}(z)$ gehörigen Frequenzganges $G_{HG}(e^{j\omega T_A})$ maßgeblich. Ein kleines ΔV bedeutet daher nicht, daß das zugehörige Verfahren tatsächlich ein genaues $G_{HG}(z)$ im Hinblick auf den Frequenzgang liefert, aber ein relativ großes ΔV zeigt einem, daß das zugehörige Verfahren kein genaues $G_{HG}(z)$ liefert.

Weiterhin haben Voruntersuchungen gezeigt, daß die Verfahren VEΦ, VPZ und VΦ, die nach Tafel 3 ein geringes ΔV bei allen Beispielen aufweisen, auch hinsichtlich des Frequenzganges recht genau sind.

Vergleicht man anhand der Tafeln 1, 2 und 3 die Verfahren hinsichtlich Speicherplatzbedarf, Rechenzeit und Genauigkeit, so ergibt sich folgendes:

- Das VΦ und das VPZ weisen für alle betrachteten Fälle eine hohe Genauigkeit und eine geringe Rechenzeit auf. Das VΦ benötigt aber wesentlich weniger Speicherplatz als das VPZ und geringfügig weniger als das VEAR und das VEAΦ. Es erscheint daher, wie auch Voruntersuchungen gezeigt haben, am geeignetsten zur numerischen Ermittlung von $G_{HG}(z)$.
- Das VEAΦ benötigt etwa gleich viel Speicherplatz und Rechenzeit wie das VΦ. In ungünstigen Fällen ist seine Genauigkeit aber wesentlich geringer als die Genauigkeit des VΦ, wie Tafel 3 ($G_2(s)$, $T_A = 0{,}05$ s) zeigt.
- Das VEAR ist, wie schon in Abschn. 1. erwähnt wurde, ein naheliegendes Verfahren. Die Tafeln 2 und 3 zeigen aber, daß man manchmal ($G_2(s)$, $T = 0{,}05$ s) sehr kleine Fehlerschranken (F_{Rel}) vorgeben muß, um $G_{HG}(z)$ (s. ΔV) halbwegs genau zu erhalten. Dafür sind die meisten Integrationsverfahren nicht sehr geeignet. Außerdem benötigt es zum Teil wesentlich mehr Rechenzeit als die anderen Verfahren.

Zusammenfassung

Gegenstand des Beitrages ist die numerische Ermittlung der Differenzengleichung bzw. Abtastübertragungsfunktion ($G_{HG}(z)$) für ein durch Übertragungsfunktion ($G(s)$) oder Zustandsraumdarstellung gegebenes kontinuierliches System. Folgende Verfahren wurden dazu angeführt:

Ermittlung von $G_{HG}(z)$

- über ein lineares Gleichungssystem aus Eingangs- und Ausgangsgrößen ($u(k), y(k)$) des kontinuierlichen Systems und Bestimmung von $y(k)$ mit einem üblichen Integrationsverfahren (VEAR) bzw. Bestimmung von $y(k)$ mit Hilfe der Übergangsmatrix (VEAΦ),
- über Partialbruchzerlegung von $G_1(s) = \frac{G(s)}{s}$ und Bestimmung der z-Transformierten der einzelnen Terme der Partialbruchzerlegung (VPZ),
- über die Übergangsmatrix $\Phi(T_A)$ und einem Algorithmus der Matrizenrechnung zur Bestimmung von $(Iz - \Phi)^{-1}(V\Phi)$.

Obige Verfahren wurden hinsichtlich Speicherplatzbedarf und anhand mehrerer Beispiele hinsichtlich Rechenzeit und Genauigkeit miteinander verglichen, wobei sich folgendes ergab:

Das VEAR ist ein naheliegendes Verfahren. Die Beispiele zeigen aber, daß der Einsatz von üblichen Integrationsverfahren für die Berechnung von $y(k)$ nicht günstig ist. Diese sind für die teils erforderliche hohe Genauigkeit nicht sehr geeignet und brauchen in ungünstigen Fällen viel Rechenzeit.

In der Literatur [1] bis [4] wird am häufigsten die Bestimmung von $G_{HG}(z)$ über die Partialbruchzerlegung von $G_1(s)$ angeführt. Das darauf basierende numerische Verfahren (VPZ) arbeitet zwar sehr genau und braucht wenig Rechenzeit, aber wesentlich mehr Speicherplatz als alle anderen Verfahren.

Das VΦ ist aufgrund vorliegender Untersuchungen am geeignetsten zur numerischen Ermittlung von $G_{HG}(z)$. Es benötigt wenig Rechenzeit, etwas weniger Speicherplatz als das VEAR und das VEAΦ, aber wesentlich weniger als das VPZ. Außerdem arbeitet es wie das VPZ sehr genau und wesentlich genauer als das VEAR und das VEAΦ.

Literatur

[1] *Thoma, M.:* Theorie linearer Regelsysteme. Braunschweig: Verlag Friedr. Vieweg & Sohn 1973.
[2] *Isermann, R.:* Digitale Regelsysteme. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1977.
[3] *Föllinger, O.:* Lineare Abtsatsysteme. Methoden der Regelungstechnik. München/Wien: R. Oldenbourg Verlag 1974.
[4] *Ackermann, J.:* Abtastregelung. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1972.
[5] *Noisser, R.:* Ein Beitrag zur rechenzeitsparenden digitalen Simulation von dynamischen Vorgängen in linearen zeitinvarianten Systemen. Regelungstechnik 27 (1979) H. 3, S. 87–92.
[6] *Martens, H.:* A comparative study of digital integration methods. Simulation Vol. 12 (1969) No. 2, S. 87–94.
[7] *Lapidus, L.:* Numerical solution of ordinary differential equations. New York: Academic Press 1971.
[8] *Hartmann, I.:* Zeitdiskrete Systeme. Kursmaterialien zur Automatisierung. Technische Universität Berlin 1978.
[9] Scientific Subroutine Package. IBM Application Programm 1968.
[10] *Melsa, J. L.:* Computer Programms for Computational assistance in the study of linear control theory. New York: McGraw-Hill Book Company 1970.
[11] IMSL: International Mathematical and Statistical Libraries, Inc., 1977.
[12] *Zadeh, L.: Desoer, C.:* Linear system theory. New York: McGraw-Hill Book Company 1963.
[13] *Isermann, R.:* Prozeßidentifikation. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1974.

msr 7492

Dipl.-Math. *J. Kurths*, Tremsdorf[1])

Kombinationsalgorithmus zur Parameterschätzung im Modell gestörter Harmonischer

IA 1.1.6.

0. Einleitung

Das Hauptproblem der Modellierung eines Objekts besteht in der Analyse naturbedingter Widersprüche. Die Anwendbarkeit aus der Systemtheorie abgeleiteter allgemeiner Prinzipien zur Konstruktion optimaler Kompromisse ist in hohem Maße abhängig von der konkreten Problemstellung, d. h. der Zielrichtung des Modells [1]. In diesem Beitrag wird besonderer Wert auf die Berücksichtigung der Relation Modell ↔ Schätzbarkeit der Parameter gelegt.

Häufig erfordert die Analyse oder auch Steuerung eines mit gemessenem Ausgang erkennbaren Prozesses die Zerlegung in wesentliche und unwesentliche Komponente (Signal + Rauschen). Aus Gründen der Überschaubarkeit eines Parametermodells setzt sich die als Störung interpretierte Komponente aus einem stochastischen und dem für die Betrachtungen unwesentlichen deterministischen Anteil zusammen.

Es sei das Modell gestörter Harmonischer betrachtet:

$$X(t) = \sum_{i=1}^{K} A_i \sin(2\pi f_i t + \omega_i) + N(t)\,. \tag{1}$$

Die Signalstruktur resultiert in seltener Einheit sowohl aus mathematisch-formalen als auch physikalischen Motivationen. Während sie einerseits als Basis eines Hilbert-Raumes fungiert, gestattet sie andererseits eine unmittelbare physikalische bzw. technische Interpretation. Die Gl. (1) kann beispielsweise als stückweise Approximation eines langsam variierenden Schmalbandeingangssignals gedeutet werden. Anwendungen dieser Darstellung bei der Amplitudenmodulation sind in [2] zu finden. Eine für viele Anwendungsfälle geeignete Form des stochastischen Störanteils ist mit dem ARMA-Modell gegeben [3].

Aus dem Prozeß (1) errechnet sich eine phasenfreie „Quasi"-Autokovarianzfunktion (AKF)

$$\tilde{C}_{XX}(t) = E(X_u X_{u+t}) = \sum_{i=1}^{K} \frac{A_i^2}{2} \cos(2\pi f_i t) + C_{NN}(t) \tag{2}$$

und die verallgemeinerte Spektraldichtefunktion

$$P_{XX}(f) = \mathfrak{F}(\tilde{C}) = \sum_{i=1}^{K} \frac{A_i^2}{2} \delta(f - f_i) + P_{NN}(f) \tag{3}$$

mit $C_{NN}(t) = E(N_u N_{u+t})$ und $P_{NN} = \mathfrak{F}(C_{NN})$.

Es stellt sich das Problem, die Parameter (K, A_i, f_i, ω_i) aus einer endlichen diskreten Realisierung $t = 1, \ldots, T$ der Zeitreihe X_t zu schätzen. In Tafel 1 sind aus der Literatur bekannte Methoden zusammengestellt. Die Einschätzung ihrer Anwendbarkeit basiert auf den Erfahrungen des Autors. Die Verfahren M2 und M4 können sinnvoll nur unter starken Voraussetzungen genutzt werden. Die Einschränkung an T (M2) unterbindet die wichtigen Dynamik-Untersuchungen (Parameter stark zeitvariabel). Deshalb wird ein neuartiger Kombinationsalgorithmus beschrieben und seine Wirksamkeit im Vergleich zu den bekannten Verfahren anhand von Monte-Carlo-Experimenten eingeschätzt. Die Untersuchungen beschränken sich auf den Fall $K = 1$. In einem weiteren Beitrag wird der allgemeine Fall diskutiert.

[1]) Mitteilung aus dem Zentralinstitut für solar-terrestrische Physik der AdW der DDR, Observatorium für solare Radioastronomie Tremsdorf.

1. Parametererkennungsprozedur

1.1. *Schätzung der f_i aus der Entropiespektralschätzung*

Die Methode, Leistungsspektren durch Maximieren der Entropie (im informationstheoretischen Sinne) zu nähern, wird in [4] erläutert.

Ihre Bedeutung hinsichtlich der Periodenbestimmung einschließlich quantitativer Angaben über Grenzbedingungen (z.B. minimal notwendige Länge der Zeitreihe) ist [5] zu entnehmen.

Die Entropiespektralschätzung hat unter bestimmten Voraussetzungen folgende Vorzüge [4]:

- f_i sehr genau bestimmbar
- keine hohen Anforderungen an T.

Die hier gemachten Betrachtungen setzen f_i als hinreichend genau bekannt voraus.

1.2. *Schätzung der AKF*

Die 2. Etappe basiert auf einer möglichst optimalen AKF-Näherung. Zum Studium des Begriffs Optimalität sind die in Betracht kommenden Schätzvarianten in Tafel 2 gegenübergestellt. Als konkurrierende Eigenschaften der Näherungen stellen sich die Varianzoptimalität von $\bar{C}_I$ und die Biasfreiheit von $\bar{C}_{II}$ heraus. In der Literatur wird $\bar{C}_I$ bevorzugt, weil sein mittlerer quadratischer Fehler kleiner als im Fall II ist. Der wesentliche Vorteil ist aber, daß die Töplitz-Matrix der AKF

$$\bar{C}_I = ((\bar{C}_I(|i - j|)))$$

der für Spektralschätzungen notwendigen Eigenschaft der positiven Definitheit genügt.

Tafel 1. Verfahren zur Parameterschätzung des Modells harmonischer Komponenten

Merkmal	Typ			
	M 1	*M* 2	*M* 3	*M* 4
Ansatz	(1a) als nicht lineares Regressionsproblem behandelt	Schätzen der f_i, A_i im Frequenzbereich	Näherung durch schwach reguläres ARMA-Modell	A) Schätzen der f_i im Frequenzbereich B) Nähern der A_i, ω_i im Zeitbereich
Algorithmus	Newton-Verfahren oder Marquardt-Algorithmus	Spektralschätzung (periodische Fortsetzung) f_i, A_i schätzbar	Marquardt-Algorithmus	Methode der kleinsten Quadrate
Bemerkungen	Problem zu stark nichtlinear ⇒ Methode nicht anwendbar	f_i, A_i nur für große T brauchbar	Methode spricht nur auf reguläre Prozesse an ⇒nicht anwendbar	analog N 2; für abhängige N_t wenig sinnvoll
Literatur	–	*Jenkins/Watts* [6] *Auraß* u. a. [4] *Kurths* [5]	*Box/Jenkins* [7] *Auraß/Kurths* [8]	*Hannan* [9] *Walker* [10]

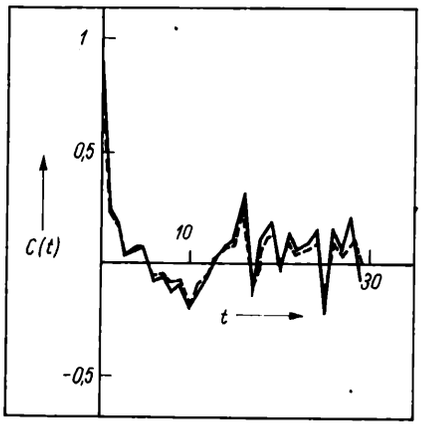


Bild 1. AKF-Schätzungen von weißem Rauschen
Varianz = 1,33; Länge ZR = 60; – – – Schätzer I; ——— Schätzer II

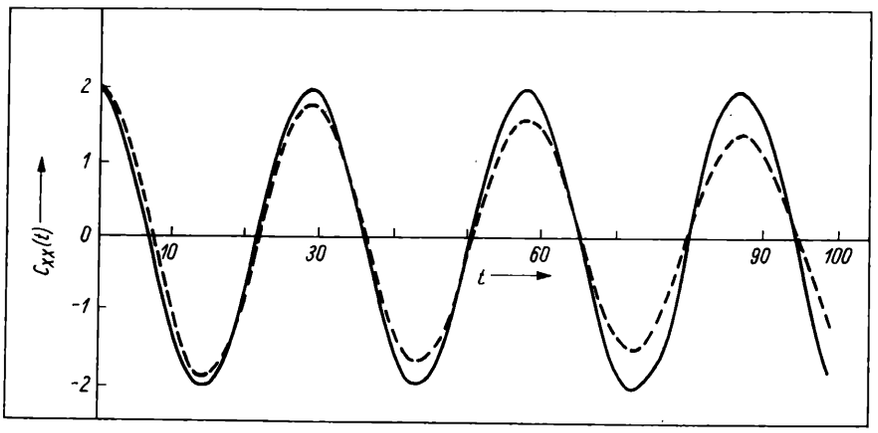


Bild 2. AKF gestörter Harmonischer
Rauschvarianz: 0,0033; $S/R = 600$; Länge ZR = 300; – – – Schätzer I; ——— Schätzer II

Die Bilder 1 und 2 spezifizieren die beiden typischen Charakteristika von $\bar{C}_{\mathrm{I}}$ und $\bar{C}_{\mathrm{II}}$ für das Modell (1):

a) $\bar{C}_{\mathrm{I}}$ reduziert die Schätzfehler im Vergleich zu $\bar{C}_{\mathrm{II}}$ $(t > 0)$ (bezüglich stochastischem Anteil)

b) $\bar{C}_{\mathrm{I}}$ impliziert einen linearen systematischen Amplitudenfehler des Signalanteils.

Es ist in Abhängigkeit der Ausgangsparameter Signal/Rauschen (S/R) und Länge Zeitreihe/Länge AKF (T/T_{AKF}) zu untersuchen, welche AKF-Schätzung im Modell (1) zu favorisieren ist.

1.3. Approximation der Amplitude

Zur Grobschätzung der Amplitude wird die Methode der kleinsten Quadrate (MKQ) benutzt:

$$\sum_{t=0}^{T_{\mathrm{AKF}}} \left(\bar{C}(t) - \frac{\bar{A}^2}{2}\cos\left(2\pi f_1 t\right)\right)^2 \rightarrow \mathrm{Min}\,, \tag{4}$$

$$\Rightarrow \bar{a} = \frac{\bar{A}^2}{2} = \frac{\sum_{t=0}^{T_{\mathrm{AKF}}} \bar{C}(t)\cos\left(2\pi f_1 t\right)}{\sum_{t=0}^{T_{\mathrm{AKF}}} \cos^2\left(2\pi f_1 t\right)} =: \frac{\hat{a}}{a_{\mathrm{norm}}}\,. \tag{5}$$

Um den linearen Einfluß der Störkomponente C_{NN} auf die Schätzgüte zu reduzieren, sind zwei Wege denkbar (Tafel 3). Das Rechnen im AKF-Bereich vereinfacht den Abzug spezieller Rauschmodelle.

Tafel 2. Eigenschaften von AKF-Schätzern für reguläre Prozesse [6]
F Fehlerfunktion

Parameter	$\bar{C}_{\mathrm{I}}$	$\bar{C}_{\mathrm{II}}$
Schätzvorschrift für $C(t)$	$\frac{1}{T}\sum_{u=1}^{T-t} x_u \cdot x_{u+t}$	$\frac{T}{T-t}\cdot \bar{C}_{\mathrm{I}}(t)$
$E\left(C(t)\right)$	$\left(1-\frac{t}{T}\right)E\left(C(t)\right)$	$E\left(C(t)\right)$
Var $\left(C(t)\right)$	$\frac{1}{T^2}F(T-t)$	$\frac{1}{(T-t)^2}F(T-t)$
Definitheit der AKF-Matrix	positiv	indefinit
Grenzverteilung	nur in Spezialfällen bekannt	wie bei $\bar{C}_{\mathrm{I}}$

Die Genauigkeit der Amplitudennäherung wird mit

$$F_1 = |A - \bar{A}| \tag{6}$$

bzw.

$$F_2 = \left(\frac{1}{T_{\mathrm{AKF}}}\sum_{t=0}^{T_{\mathrm{AKF}}}\left(\bar{C}(t) - \frac{\bar{A}^2}{2}\cos\left(2\pi f_1 t\right)\right)^2\right)^{1/2} \tag{7}$$

erfaßt. Der folgende Abschnitt legt anhand obiger Kriterien die jeweils erforderliche Strategie bei Vorgabe entsprechender Randbedingungen fest.

2. Monte-Carlo-Experiment

Ausgangspunkt der numerischen Experimente sind Realisierungen des Prozesses (1). Ihr stochastischer Anteil wurde mit Hilfe des Zufallszahlengenerators der BESM-6 erzeugt (Bild 3a).
Tafel 4 beinhaltet eine Übersicht des analysierten Parameterraumes. Eine Fundierung der Ergebnisse erfolgte durch die Auswertung unabhängig wiederholter Versuche $(L = 50)$.
Die Anwendung der Grobschätzung (4) und (5) führte auf folgende Erfahrungen:

1. N_t = weißes Rauschen
   – $\bar{C}_{\mathrm{I}}$ induziert für $S/R > 0.5$ einen systematischen Amplitudenfehler (Unterschätzung) im Gegensatz zu $\bar{C}_{\mathrm{II}}$

Tafel 3. Methoden zur Verbesserung der Amplitudenschätzung

	direkter Abzug der Rauschkomponente (spezielle Ansätze)		indirekte Einbeziehung der Störung (Regularisierung)
	Pre-Whitening	ARMA	
Modell	N_t weißes Rauschen	N_t ARMA-Prozeß (lineare Filterung)	$\bar{C}(t) = \frac{A^2}{2}\cdot\cos\left(2\pi f_1 t\right) + s(t)$ (s Gesamtfehler der AKF)
Methode	$\bar{C}_n(t) = \begin{cases}\bar{a}\cdot f & t=0\\ \bar{C}(t) & \text{sonst}\end{cases}$ Wiederholen der MKQ-Schätzung (2b) mit	$\bar{C}_n(t)$ $= \bar{C}(t)$-ARMA $\bar{C}_n(t)$	Erweitern von (2b) mit Marquardt-Algorithmus $\bar{a}^{(i)} = \frac{\hat{a}}{a_{\mathrm{norm}} + \lambda_i}$ λ_i Regularisator $\lambda_i = c^i\cdot\lambda_0$, $0 < c < 1$, $\lambda_0 > 0$
Einschätzung	verbesserte Güte insbesondere für $S/R < 1$ signifikant	Störkomponente in praxi nicht von Schätzfehler trennbar	– Verbesserung abhängig von Biasfreiheit der AKF-Schätzung – Einfluß der Rauschkomponente für $\bar{C}_{\mathrm{II}}$ stark reduziert

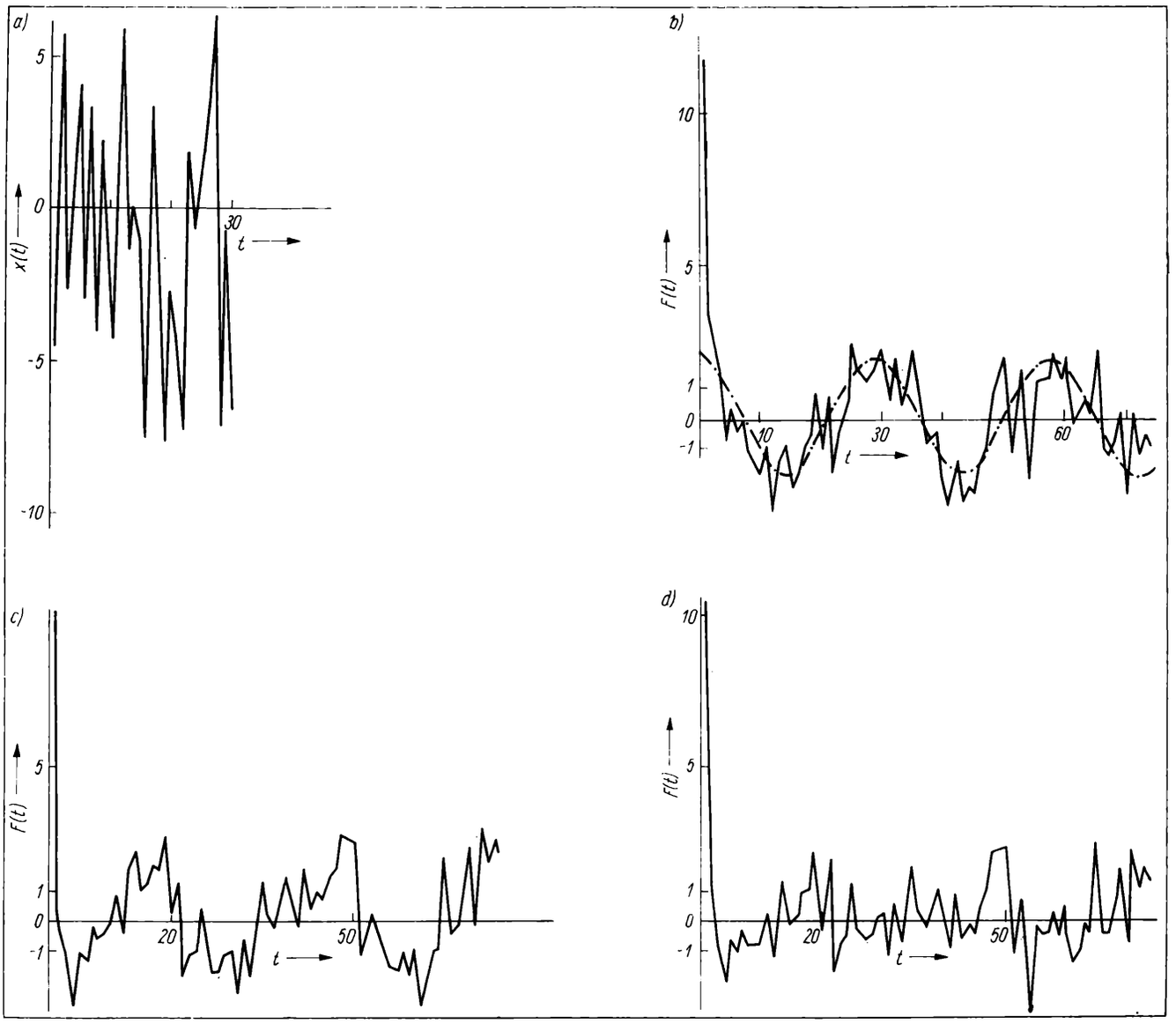


Bild 3. Wirksamkeit der Regularisierung

a) Realisierung der ZR
$X(t) = 2 \sin(2\pi t/29) + 7{,}746 \cdot N_t$; $S/R = 0{,}1$

b) AKF-Schätzung II der ZR von a)
—·—·— ungestörte AKF

c) Rest der ZR im AKF-Bereich nach Grobschätzung
$A_{ex} = 2$; $A_{grob} = 3{,}2$

d) Rest der ZR im AKF-Bereich nach verbesserter Schätzung (Regularisierung)
$A_{ex} = 2$; $A_{grob} = 2{,}08$

- Im Falle $S/R < 1$ werden die Amplituden jeweils signifikant verfälscht (Überschätzung) $\Rightarrow F_1$ nicht sinnvoll anwendbar
- Die Schätzgüte hängt linear vom Signal-Rausch-Verhältnis ab (Bild 4). Stets hat $\bar{C}_{II}$ den geringeren mittleren quadratischen Fehler (F_2). M4 zeigt vergleichsweise den größten Fehler F_2 an.

2. $N_t = \alpha N_{t-1} + N_t^1$, N^1 weißes Rauschen, $|\alpha| < 1$ (abhängige Rauschkomponente)
   - Es gelten bezüglich $E(N_t^1)^2)$ die Aussagen von 1.
   - Mit wachsendem $|\alpha|$ nimmt F_2 zu. Die Methode im Zeitbereich (M4) reagiert besonders empfindlich auf $|\alpha| > 0{,}1$.

In beiden Fällen gilt, daß die Grobschätzung (6) und (7) auf der Basis von $\bar{C}_{II}$ sowohl der nach $\bar{C}_1$ als auch der Methode im Zeitbereich zu bevorzugen ist. Für eine starke Rauschkomponente $S/R < 1$ ist die Betrachtung des Fehlers F_1 nicht sinnvoll, d. h., eine Verbesserung der Schätzung ist vorzunehmen.

2.1. Schätzgüte nach Anwenden der Verbesserungsmethode (Tafel 5)

- Die Methode des Pre-Whitening führt zu teilweise erheblichen Güteverbesserungen, ist aber zu wenig elastisch, um sich dem Ansatz optimal anzupassen. Wegen ihres geringen Rechenaufwandes dürfte sie aber für viele Problemstellungen genügen.
- Hauptergebnis:

  Die Regularisierung ist nur für den Schätzer $\bar{C}_{II}$ geeignet. Ihre Anpassungsfähigkeit scheint derart ausgeprägt, daß sie zum Existenznachweis Harmonischer benutzt werden sollte. Ohne den Rauscheinfluß explizit zu modellieren, schöpft diese Methode das Signal fast vollständig aus. Die Regularisierung erlaubt eine vollständige Fehlerdiskussion für den Vergleich $\bar{C}_I$ und $\bar{C}_{II}$.

Die Bilder 3 a—d demonstrieren die Wirksamkeit der Regularisierung am Beispiel einer stark gestörten Messung.

Zusammenfassung

Das vorgeschlagene Kombinationsverfahren gestattet die Parameterschätzung gestörter Harmonischer mit verschiedenen Ge-

Tafel 4. Ausgangsparameter der Monte-Carlo-Versuche

Parameter	Symbol	numerischer Bereich
Periode	f_1	1/29
Länge der Zeitreihe	T	120 ... 1000
Länge der AKF	T_{AKF}	4 ... 20
Signal/Rauschen	S/R	0,1 ...
Rauschkomponente	N_t	— weißes Rauschen — farbiges Rauschen (AR-Prozeß 1. Ordnung)

Tafel 5. Güte der Amplitudenschätzverfahren nach $\bar{C}_{II}$

$T = 300$; $T/T_{AKF} = 4$; N_t = weißes Rauschen; F_1, F_2 als relative Fehler angegeben

	F_2			F_1		
S/R	Grob nach Gln. (6) und (7)	Pre-Whitening	Regularisierung	Grob nach Gln. (6) und (7)	Pre-Whitening	Regularisierung
∞	0,005	0,005	0,005	0,010	0,010	0,004
10	0,021	0,015	0,013	0,012	0,011	0,004
4	0,054	0,037	0,031	0,038	0,030	0,005
2	0,086	0,044	0,038	0,053	0,051	0,008
1	0,154	0,070	0,062	0,125	0,100	0,011
0,1	0,775	0,549	0,301	0,438	0,180	0,11

nauigkeiten. Als entscheidende Methoden gehen in den Algorithmus das Entropiespektrum, die AKF-Schätzung II und die Regularisierung ein. Aufgrund seiner Wirksamkeit hinsichtlich Signalausschöpfung scheint der Marquardt-Algorithmus einen neuen Zugang zum Signifikanznachweis harmonischer Komponenten zu eröffnen. Es bietet sich die rechenzeitmäßig günstige Möglichkeit, eine Zeitreihe bezüglich K sukzessive auf Harmonische zu testen.

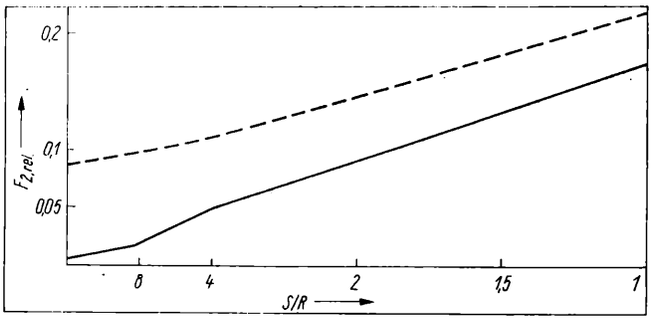


Bild 4. Abhängigkeit des relativen mittleren quadratischen Fehlers vom Signal-Rausch-Quotienten

Länge ZR = 300; Länge AKF = 75; — — — Schätzer I; ——— Schätzer II

Literatur

[1] *Peschel, M.:* Modellbildung für Signale und Systeme. Berlin: VEB Verlag Technik 1978.

[2] *Kempe, V.:* Analyse stochastischer Systeme, Teil 1. Wissenschaftliche Taschenbücher, Band 137. Berlin: Akademie-Verlag 1976.

[3] *Aström, K. J.:* Introduction to Stochastic Control Theory. New York: Academic Press 1970.

[4] *Aurass, H.; Grässl, S.; Kurths, J.:* Zur Schätzung von Leistungsspektren geophysikalischer Registrierungen. Gerlands Beitr. Geophysik 86 (1977) H. 2, S. 121–136.

[5] *Kurths, J.:* Zur Amplitudenschätzung harmonischer Komponenten. Gerlands Beitr. Geophysik (in Vorbereitung).

[6] *Jenkins, G. M.; Watts, D. G.:* Spectral Analysis and its Applications. San Francisco: Holden-Day 1968.

[7] *Box, J.; Jenkins, G.:* Time Series Analysis. San Francisco: Holden-Day 1970.

[8] *Aurass, H.; Kurths, J.:* Einige Erfahrungen zur Beschreibung diskreter Meßreihen mit ARMA-Modellen. Gerlands Beitr. Geophysik 88 (1979) H. 3, S. 249–260.

[9] *Hannan, E. J.:* Time Series Analysis. IEEE Trans. AC 19 (1974) No. 6, pp. 706–715.

[10] *Walker, A. M.:* On the Estimation of Harmonic Component in a Time Series with Stationary Independent Residuals. Biometrika 58 (1971) No. 1, pp. 21–36.

msr 7441 (Beitrag wird fortgesetzt)

Prof. Dr. sc. oec. Dr. rer. nat. *L. Friedrich*, Wismar[1])

Geschlossene Darstellungen im diskreten Fall — theoretische Grundlagen

IA 4.1.5.

1. Einführung in die Problematik

Ohne die Notwendigkeit komplizierter und nur auf leistungsfähigen EDV-Anlagen realisierbarer Algorithmen und ohne auch z. B. die Simulation negieren zu wollen, sollte der strategischen Vorgehensweise der Erarbeitung von Formeln und Näherungsformeln (mit Angabe des Fehlers) mehr Bedeutung beigemessen werden, da die Anwendung mathematischer Verfahren in der Praxis in außerordentlich hohem Maße durch übersichtliche Formeln gefördert wird.

In vielen Fällen kann dieses „Formelprinzip" durch mathematische Experimente — also mit Hilfe des „Experimentierprinzips" — realisiert werden. Aus grafischen Betrachtungen (Periodizitätsbetrachtungen, wie sie etwa in [1] bei der Ausarbeitung einer mehrdimensionalen Verteilungsfunktion der Belastung oder in [2] bei der Entwicklung eines allgemeinen Kapazitätsmodells für parallel arbeitende Aggregate demonstriert werden) und aus konstruktiven Darstellungen lassen sich detaillierte Aussagen über zu untersuchende praktische Sachverhalte gewinnen, die über induktive Verallgemeinerung zu Formeln führen können. Als Beispiel der Verallgemeinerung konstruktiver Darstellungen mag die geschlossene Darstellung der Erneuerungsfunktion im diskreten Fall dienen, die in [3] hinsichtlich der prinzipiellen Vorgehensweise in Kurzform dargestellt wurde, und die im folgenden ausführlich behandelt wird.

Solche grafischen und konstruktiven Betrachtungen bzw. Darstellungen können vorrangig in der Stochastik durchgeführt werden. Sie sind aber oftmals langwierig und erfordern Ausdauer und Engagement.

Die Umsetzung des „Experimentierprinzips" erfolgt, ausgehend von dem Sachverhalt der Diskretheit der Datenbasis und der Messungen in der Praxis, im diskreten Bereich. Das Prinzip der diskreten Betrachtung bedeutet in vereinfachter Interpretation, daß es in vielen Fällen für Problemlösungen in geschlossener Form außerordentlich zweckmäßig ist, entsprechend der Diskretheit der Messungen und der Daten in der Praxis im diskre-

[1]) Mitteilung aus der IH Wismar.

ten Bereich zu verbleiben und geschlossene Lösungen im diskreten Fall anzustreben. Von diesen ausgehend, kann man vielfach über induktive Verallgemeinerungen in den stetigen Bereich vorstoßen.

2. Geschlossene Darstellung n-facher Faltungen im diskreten Fall

2.1. Einleitende Betrachtungen

Die Untersuchung des Verhaltens einer Summe unabhängiger Zufallsgrößen führt auf den Faltungsbegriff. Die Grundproblematik besteht darin, das Verteilungsgesetz der Summe unabhängiger Zufallsgrößen hinsichtlich seiner Eigenschaften zu untersuchen. Das betrifft z. B. wahrscheinlichkeitstheoretische Probleme, die mit dem Gesetz der großen Zahl in Zusammenhang stehen. Die Verteilung der Summe der Zufallsgrößen entsteht aus den Verteilungen der einzelnen Zufallsgrößen durch die sogenannte Faltung der Verteilungen.
Die Zufallsgrößen werden mit X_j bezeichnet; für die Summe soll

$$Y_i = \sum_{j=1}^{i} X_j; \qquad i = 1, 2, 3, \ldots, n \tag{1}$$

gelten. Für die Faltung der Verteilungen der diskreten Zufallsgrößen X_1 und X_2 gilt

$$P(Y_2 = y_2) = \sum_{x_1 + x_2 = y_2} P(X_1 = x_1, X_2 = x_2) .$$

Wegen der Unabhängigkeit von X_1 und X_2 gilt $P(X_1 = x_1, X_2 = x_2) = P(X_1 = x_1) \cdot P(X_2 = x_2)$, und unter der Festlegung, daß $P(X_2 = x_2) = P(X_2 = y_2 - x_1) = 0$ gesetzt wird, falls $y_2 - x_1$ kein Wert der Zufallsgröße X_2 ist, folgt dann für die Faltung von X_1 und X_2

$$P(Y_2 = y_2) = \sum_{x_2} P(X_1 = x_1)\, P(X_2 = y_2 - x_1) \tag{2a}$$

bzw. analog

$$P(Y_2 = y_2) = \sum_{x_1} P(X_2 = x_2)\, P(X_1 = y_2 - x_2) . \tag{2b}$$

Für die Faltung der Verteilung der stetigen Zufallsgrößen X_1 und X_2 mit den Dichten $f_{X_1}(x_1)$ und $f_{X_2}(x_2)$ folgt bei analoger Betrachtung für die Verteilungsfunktion von Y_2:

$$F_{Y_2}(y_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{X_2}(x_2)\, \mathrm{d}x_2 \int_{-\infty}^{y_2 - x_2} f_{X_1}(x_1)\, \mathrm{d}x_1 \tag{3a}$$

bzw.

$$F_{Y_2}(y_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} f_{X_1}(x_1)\, \mathrm{d}x_1 \int_{-\infty}^{y_2 - x_1} f_{X_2}(x_2)\, \mathrm{d}x_2 . \tag{3b}$$

Es ist offensichtlich, daß die Berechnung von $F_{Y_i}(y_i)$ mit steigenden i-Werten und für beliebige Dichten kompliziert und oftmals in geschlossener Form unmöglich wird.
In der Erneuerungstheorie sind die nichtnegativen Zufallsgrößen X_j oftmals identisch verteilt (Erneuerungsprozeß; X_j ist die Lebenszeit des j-ten sich im Arbeitsprozeß befindlichen Elements, wobei die Elemente als gleichartig angesehen werden). Für die n-fache Faltung kommt dann

$$F_{Y_n}(y_n) = P(Y_n < y_n) = \int_0^{y_n} F_{Y_{n-1}}(y_{n-1} - u)\, \mathrm{d}F(u) \tag{4a}$$

bzw. für die zugehörige Dichte

$$f_{Y_n}(y_n) = \int_0^{y_n} f_{Y_{n-1}}(y_{n-1} - u)\, f(u)\, \mathrm{d}u , \tag{4b}$$

wobei F bzw. f die Verteilungsfunktion bzw. die Dichte der Zufallsgröße X_i bedeutet (X_i sind identisch verteilt!). Es ist auch hier offensichtlich, daß für höhere n-Werte und beliebige Dichten die Berechnungen kompliziert und in geschlossener Form oftmals nicht realisierbar sind.

Tafel 1. Realisationen und relative Häufigkeiten sowie Erwartungswerte und Varianzen der Zufallsgrößen X_1, X_2 und X_3 des Demonstrationsbeispiels

Nr. der Realisation	X_1		X_2		X_3	
	x_1	p_{1k_1}	x_2	p_{2k_2}	x_3	p_{3k_3}
1	1	0,6	1	0,4	2	0,3
2	2	0,3	2	0,3	3	0,4
3	3	0,1	3	0,2	4	0,3
4			4	0,1		
EX_j	1,50		2,00		3,00	
D^2X_j	0,45		1,00		0,60	

Tafel 2. Ermittlung der relativen Häufigkeiten $p_{12}(y_2)$ der Zufallsgröße Y_2 des Demonstrationsbeispiels

Realisationen der Zufallsgröße $X_1 = x_1$	Realisationen der Zufallsgröße $X_2 = x_2$				relative Häufigkeiten
	1	2	3	4	p_{1k_1}
1	0,24	0,18	0,12	0,06	0,60
2	0,12	0,09	0,06	0,03	0,30
3	0,04	0,03	0,02	0,01	0,10
relative Häufigkeiten p_{2k_2}	0,40	0,30	0,20	0,10	1,00

Tafel 3. Ermittlung der relativen Häufigkeiten $p_{123}(y_3)$ der Zufallsgröße Y_3 des Demonstrationsbeispiels

x_3	y_2						p_{3k_3}
	2	3	4	5	6	7	
2	0,072	0,090	0,075	0,045	0,015	0,003	0,3
3	0,096	0,120	0,100	0,060	0,020	0,004	0,4
4	0,072	0,090	0,075	0,045	0,015	0,003	0,3
$p_{12}(y_2)$	0,24	0,30	0,25	0,15	0,05	0,01	1,0

Die Bestimmung der Verteilungsfunktion von Y_i — $F_{Y_i}(y_i)$ — ist aber für diskrete X_j in geschlossener Form möglich und rechnerisch außerordentlich einfach. Das trifft gleichermaßen auf die relativen Häufigkeiten, mit denen sich Y_i realisiert, zu.

2.2. Demonstrationsbeispiele

Es liegen die diskreten Zufallsgrößen X_1, X_2 und X_3 vor. Ihre Realisationen x_j und die zugehörigen relativen Häufigkeiten p_{jk_j} sind in Tafel 1 aufgeführt; Erwartungswerte EX_j und Varianzen D^2X_j ($j = 1, 2, 3$) sind gleichfalls angegeben.

Die relativen Häufigkeiten der Zufallsgröße $Y_2 = X_1 + X_2$ findet man, indem man die Realisationen und die zugehörigen relativen Häufigkeiten der Zufallsgrößen X_1 und X_2 in der nachstehenden Form aufschreibt, die Multiplikationen $p_{1k_1} p_{2k_2}$ vornimmt, die Ergebnisse entsprechend im Tafelfeld notiert und dann nach „Schrägreihen" den Realisationen $y_2 = x_1 + x_2$ entsprechend zusammenfaßt (Tafel 2). Gemäß Tafel 2 erhält man für die Realisationen von Y_2, für die $2 \leqq y_2 \leqq 7$ gilt,

$$p_{12}(2) = 0{,}24 ,$$

$$p_{12}(3) = 0{,}12 + 0{,}18 = 0{,}30 ,$$

$$p_{12}(4) = 0{,}04 + 0{,}09 + 0{,}12 = 0{,}25 ,$$

$$p_{12}(5) = 0{,}03 + 0{,}06 + 0{,}06 = 0{,}15 ,$$

$$p_{12}(6) = 0{,}02 + 0{,}03 = 0{,}05 ,$$

$$p_{12}(7) = 0{,}01 .$$

Tafel 4. Relative Häufigkeiten $p_{123}(y_3)$ der Zufallsgröße Y_3 und die Verteilungsfunktion $F_{Y_3}(y_3)$ des Demonstrationsbeispiels

Realisationen der Zufallsgröße $Y_3 = X_1 + X_2 + X_3$	relative Häufigkeiten $p_{123}(y_3)$	Verteilungsfunktion von Y_3 $F_{Y_3}(y_3)$
4	0,072	0,000
5	0,186	0,072
6	0,267	0,258
7	0,235	0,525
8	0,150	0,760
9	0,068	0,910
10	0,019	0,978
11	0,003	0,997
12	0,000	1,000

Um eine anschauliche Vorstellung von der Entwicklung der den i-fachen Faltungen zugeordneten Häufigkeitsverteilungen zu erhalten, sind im Bild 1 diese vier Häufigkeitsverteilungen dargestellt, wobei zur Hervorhebung Polygonzüge eingezeichnet wurden.

2.3. Formeln für die n-fache Faltung

2.3.1. Allgemeiner Fall

In Tafel 6 ist analog Tafel 2 die Ermittlung der zweifachen Faltung (im diskreten Fall) angegeben; die Zufallsgröße X_1 besitzt die Realisierungen

$$x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n_1}$$

Tafel 5. Relative Häufigkeiten und Verteilungsfunktionen der i-fachen Faltungen der Zufallsgröße X_1 mit sich selbst ($i = 1, .., 4$)

Realisationen der Y_i	i-fache Faltungen							
	$Y_1 = X_1$		$Y_2 = 2X_1$		$Y_3 = 3X_1$		$Y_4 = 4X_1$	
y_i	$p_1(y_1)$	$F_{Y_1}(y_1)$	$p_{11}(y_2)$	$F_{Y_2}(y_2)$	$p_{111}(y_3)$	$F_{Y_3}(y_3)$	$p_{1111}(y_4)$	$F(y_4)$
1	0,6	0,0	0,00	0,00	0,000	0,000	0,0000	0,0000
2	0,3	0,6	0,36	0,00	0,000	0,000	0,0000	0,0000
3	0,1	0,9	0,36	0,36	0,216	0,000	0,0000	0,0000
4	0,0	1,0	0,21	0,72	0,324	0,216	0,1296	0,0000
5	0,0	1,0	0,06	0,93	0,270	0,540	0,2592	0,1296
6	0,0	1,0	0,01	0,99	0,135	0,810	0,2808	0,3888
7	0,0	1,0	0,00	1,00	0,045	0,945	0,1944	0,6696
8	0,0	1,0	0,00	1,00	0,009	0,990	0,0945	0,8640
9	0,0	1,0	0,00	1,00	0,001	0,999	0,0324	0,9585
10	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0078	0,9909
11	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0012	0,9987
12	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0001	0,9999
13	0,0	1,0	0,00	1,00	0,000	1,000	0,0000	1,0000
EY_i	1,50		3,00		4,50		6,00	
D^2Y_i	0,45		0,90		1,35		1,80	

Um zu den relativen Häufigkeiten der Zufallsgröße Y_3 zu kommen, für die selbstverständlich $4 \leqq y_3 \leqq 11$ gelten muß, wird mit den Zufallsgrößen X_3 und Y_2 die zu Tafel 2 analoge Tafel 3 aufgestellt.

Zunächst können nun analog $p_{12}(y_2)$ die $p_{123}(y_3)$ und damit die Werte der Verteilungsfunktion der Summe $Y_3 = X_i + X_2 + X_3$, $F_Y(y_3) = P(Y_3 < y_3)$ angegeben werden; sie sind in Tafel 4 aufgeführt.

Mit den $p_{123}(y_3)$ können nun Erwartungswert EY_3 und Varianz D^2Y_3 ermittelt werden; es gilt $EY_3 = 6{,}50$ und $D^2Y_3 = 2{,}05$. Diese Berechnungen wären aber nicht notwendig gewesen, da stets

$$EY_n = EX_1 + EX_2 + \dots + EX_n \tag{5a}$$

und für unabhängige Zufallsgrößen X_j

$$D^2Y_n = D^2X_1 + D^2X_2 + \dots + D^2X_n \tag{5b}$$

(die Totaladditivität der Varianzen unabhängiger Zufallsgrößen) gilt. Mit den EX_j und den D^2X_j aus Tafel 1 kommt gemäß den Gln. (5a) und (5b)

$$EY_3 = 1{,}50 + 2{,}00 + 3{,}00 = 6{,}50$$

und

$$D^2Y_3 = 0{,}45 + 1{,}00 + 0{,}60 = 2{,}05\,.$$

Würde man weiterhin z. B. mit X_1 die vierfache Faltung mit sich selbst bilden, so ergäbe sich mittels analoger Rechnungen folgende Entwicklung der Realisationen und der zugehörigen relativen Häufigkeiten, die in Tafel 5 dargestellt ist. Hinzugefügt wurden noch die jeweiligen Erwartungswerte EY_i und Varianzen D^2Y_i für $i = 1, 2, 3, 4$, die man aus den Vereinfachungen der Gln. (5a) und (5b) gemäß

$$EY_n = nEX_1 \tag{5c}$$

und

$$D^2Y_n = nD^2X_1 \tag{5d}$$

leicht ermitteln kann.

mit den relativen Häufigkeiten

$$p_{11}, p_{12}, \dots, p_{1k_1};$$

für die Zufallsgröße X_2 gilt analog

$$x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2k_2}, \dots, x_{2n_2}$$

bzw.

$$p_{21}, p_{22}, \dots, p_{2k_2}, \dots, p_{2n_2}\,.$$

Folgende für die weitere Arbeit geltenden Vereinbarungen werden getroffen:

- Als Zufallsgröße X_1, die in der 1. Spalte von Tafel 6 steht, fungiert stets diejenige der beiden Zufallsgrößen, für die $n_1 = n_2$ gilt; das ist durch die Vertauschbarkeit der Summanden bei der Summenbildung (1) stets möglich und stellt deshalb keine Einschränkung der Allgemeinheit dar.
- Um die in Abschn. 2.2. vorgestellte „Schrägreihenkonzeption" allgemein anwenden zu können, gilt stets

$$d = x_{1k_1} - x_{1k_1-1} = x_{2k_2} - x_{2k_2-1}\,; \qquad \begin{matrix} k_1 = 2, 3, \dots, n_1\,, \\ k_2 = 2, 3, \dots, n_2\,, \end{matrix}$$

so daß also auch bei der Faltung die „Klassenbreite" d erhalten bleibt[2]).

Wegen der letzteren Vereinbarung hat dann die Zufallsgröße $Y_2 = X_1 + X_2$ genau $n_1 + n_2 - 1$ Realisationen y_{2i_2}, für die

$$x_{11} + x_{22} = y_{2i_2} = x_{1n_1} + x_{2n_2}; \qquad i_2 = 2, 3, \dots, n_1 + n_2$$

gilt.

[2]) Die Forderung gleicher „Klassenbreite" d bei X_1 und X_2 stellt in der Praxis im eigentlichen keine Einschränkung dar, wenn man davon ausgeht, daß z. B. „Lebenszeiten" von Elementen summiert werden (oder auch Ausfallzeiten, Reparaturzeiten usw.). Dann kann man auf der Grundlage des Datenmaterials bzw. der Aufschreibungen mühelos die Häufigkeitsverteilungen in der geforderten Form aufstellen.

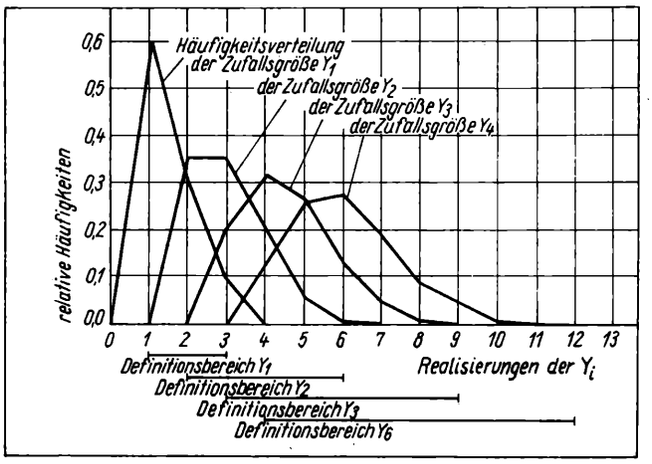


Bild 1. Entwicklung der den i-fachen Faltungen zugeordneten Häufigkeitsverteilung und Definitionsbereiche der Y_1 (Demonstrationsbeispiel)

Tafel 6. Allgemeine Ermittlung der relativen Häufigkeiten der Zufallsgröße $Y_2 = X_1 + X_2$

x_{1k_1}	x_{2k_2}						p_{1k_1}
	x_{21}	x_{22}	x_{23}	... x_{2k_2}	...	x_{2n_2}	
x_{11}	$p_{11}p_{21}$	$p_{11}p_{22}$	$p_{11}p_{23}$	$p_{11}p_{2k_2}$		$p_{11}p_{2n_2}$	p_{11}
x_{12}	$p_{12}p_{21}$	$p_{12}p_{22}$	$p_{12}p_{23}$	$p_{12}p_{2k_2}$		$p_{12}p_{2n_2}$	p_{12}
x_{13}	$p_{13}p_{21}$	$p_{13}p_{22}$	$p_{13}p_{23}$	$p_{13}p_{2k_2}$		$p_{13}p_{2n_2}$	p_{13}
⋮							⋮
x_{1k_1}	$p_{1k_1}p_{21}$	$p_{1k_1}p_{22}$	$p_{1k_1}p_{23}$	$p_{1k_1}p_{2k_2}$		$p_{1k_1}p_{2n_2}$	p_{1k_1}
⋮							⋮
x_{1n_1}	$p_{1n_1}p_{21}$	$p_{1n_1}p_{22}$	$p_{1n_1}p_{23}$	$p_{1n_1}p_{2k_2}$		$p_{1n_1}p_{2n_2}$	p_{1n_1}
p_{2k_2}	p_{21}	p_{22}	p_{23}	... p_{2k_2}	...	p_{2n_2}	1

Die relativen Häufigkeiten der $n_1 + n_2 - 1$ Realisationen y_{2i_2} der Zufallsgröße Y_2 werden im weiteren mit

$$p_{i_2}^{(2)};\ i_2 = 2, 3, \ldots, n_1 + n_2$$

symbolisiert; es gehört also $p_2^{(2)}$ zur Realisation $y_{22} = x_{11} + x_{21}$ und allgemein $p_{i_2}^{(2)}$ zur Realisation $y_{2i_2} = x_{11} + x_{21} + (i_2 - 2)\,d$ von Y_2.

Die $p_{i_2}^{(2)}$ lassen sich aus Tafel 6 unter Berücksichtigung von $n_1 \geqq n_2$ wie folgt ermitteln:

$$p_{i_2}^{(2)} = \begin{cases} \sum_{i=1}^{i_2-1} p_{1i}p_{2i_2-i} \quad \text{für} \quad i_2 = 2, 3, \ldots, n_2, & (6a) \\ \sum_{i=i_2-n_2}^{i_2-1} p_{1i}p_{2i_2-1} \quad \text{für} \quad i_2 = n_2 + 1, \ldots, n_1 + 1, & (6b) \\ \sum_{i=i_2-n_2}^{n_1} p_{1i}p_{2i_2-1} \quad \text{für} \quad i_2 = n_1 + 2, \ldots, n_1 + n_2. & (6c) \end{cases}$$

Zusammenfassend läßt sich aus den Gln. (6a) bis (6c) schreiben:

$$p_{i_2}^{(2)} = \sum_{i=\max(1;\,i_2-n_2)}^{\min(i_2-1;\,n_1)} p_{1i}p_{2i_2-i}. \qquad (7)$$

Zur Ermittlung der relativen Häufigkeiten $p_{i_3}^{(3)}$ der Realisationen y_{i_3} der Zufallsgröße $Y_3 = X_1 + X_2 + X_3$ wählt man wieder die in Tafel 6 gezeigte prinzipielle Vorgehensweise, wobei unter der Annahme, daß $n_1 + n_2 \geqq n_3$ gilt, die $p_{i_2}^{(2)}$ an die Stelle der p_{1k_1} und die neu hinzutretenden p_{3k_3} an die Stelle der p_{2k_2} treten. Der Index i_3 „läuft" von 3 bis $n_1 + n_2 + n_3$, und es gilt $y_{3i_3} = x_{11} + x_{21} + x_{31} + (i_3 - 3)\,d$. Damit folgt in Verallgemeinerung der Gl. (7):

$$p_{i_3}^{(3)} = \sum_{i=\max(2;\,i_3-n_3)}^{\min(i_3-1;\,n_1+n_2)} p_i^{(2)}p_{3i_3-i}. \qquad (8)$$

Schließlich folgt für die n-fache Faltung:

$$Y_n = X_1 + X_2 + \ldots + X_n,$$

$$y_{ni_n};\ i_n = n, n+1, n+2, \ldots, \sum_{j=1}^{n} n_j;$$

$$y_{ni_n} = \sum_{j=i}^{n} x_{j1} + (i_n - n)\,d$$

$$p_{i_n}^{(n)} = \sum_{i=\max(n-1;\,i_n-n_n)}^{\min\left(i_n-1;\,\sum_{j=1}^{n-1} n_j\right)} p_i^{(n-1)}p_{ni_n-i}. \qquad (9)$$

2.3.2. Spezieller Fall

Der spezielle Fall ist durch $n_1 = n_2 = \ldots = n_n = m$ gekennzeichnet. Er beinhaltet also die n-fache Faltung einer Zufallsgröße X mit sich selbst: $Y_n = nX$. Die Realisationen von X sind die x_k, die zugehörigen relativen Häufigkeiten die p_k $(k = 1, 2, \ldots, m)$; Y_n hat genau $n(m-1) + 1$ Realisationen $y_{i_n} = nx_1 + (i_n - 1)\,d$ $(d = x_{k+1} - x_k)$. Mit diesen Festlegungen folgt als Spezialfall von Gl. (9):

$$p_{i_n}^{(n)} = \sum_{i=\max(n-1;\,i_n-m)}^{\min(i_n-1;\,(n-1)\,m)} p_{i_m}^{(n-1)}p_{i_n-i}. \qquad (10)$$

2.3.2. Zur Handhabung der Gln. (9) und (10)

Die Gln. (9) und (10) zur Ermittlung der relativen Häufigkeiten der Realisierungen von n-fachen Faltungen ($Y_n = X_1 + \ldots + X_n$ bzw. $Y_n = nX$) sind Rekursionsformeln, die einfach programmierbar sind. Mit Hilfe der $p_{i_n}^{(n)}$ können die Verteilungsfunktionen der Y_n mühelos angegeben werden:

$$F^{(n)}(y_{ni_n}) = P\{Y_n < y_{ni_n}\}. \qquad (11)$$

Mit der Gln. (9) bzw. (10) kommt:

$$F^{(n)}(y_{ni_n}) = \sum_{k=n}^{i_n-1} p_k^{(n)} =$$

$$= \sum_{k=n}^{i_n-1} \sum_{i=\max(n-1;\,k-n_n)}^{\min\left(k-1;\,\sum_{j=1}^{n-1} n_j\right)} p_i^{(n-1)}p_{nk-i} \qquad (12a)$$

bzw.

$$F^{(n)}(y_{ni_n}) = \sum_{k=n}^{i_n-1} p_k^{(n)} = \sum_{k=n}^{i_n-1} \sum_{i=\max(n-1;\,k-m)}^{\min(k-1;\,(n-1)\,m)} p_i^{(n-1)}p_{k-1}. \qquad (12b)$$

Das Wesentliche ist, daß die n-fachen Faltungen ohne Voraussetzungen über die Verteilungen der X_j bzw. von X berechnet werden können.

2.4. Wichtige praktische Anwendung

In der Erneuerungstheorie ist die Verteilungsfunktion der Zufallsgröße $Y_n = nX$ von großem praktischem Interesse. Hier wird X als Lebenszeit eines Elements (z. B. eines Verschleißteiles in einer Maschine) gedeutet. Die Verteilungsfunktion von Y_n kann zur Beantwortung der Frage, wieviele Elemente mindestens gebraucht werden, damit mit einer vorgegebenen statistischen Sicherheit im Zeitintervall $[0, t]$ ein technischer bzw. technologischer Prozeß nicht aus Ersatzteilmangel ausfällt, herangezogen werden.

In allgemeiner Schreibweise gilt für die Zuverlässigkeitsfunktion $R^{(n)}(t) = 1 - F^{(n)}(t)$, und $R^{(n)}(t)$ ist die Zuverlässigkeit, daß das Grundelement und die $n - 1$ Reserveelemente beim Einsatz insgesamt eine Lebensdauer größer oder gleich t Zeiteinheiten erreichen. Die gesuchte Anzahl n von Elementen ist der kleinste n-Wert, der der Beziehung

$$R^{(n)}(t) = 1 - F^{(n)}(t) \geqq 1 - \alpha \qquad (13)$$

genügt (α Irrtumswahrscheinlichkeit).

Um nun zu einer der Aufgabenstellung angepaßten Verteilungsfunktion $F^{(n)}(t)$ zu gelangen, müssen die $y_{\mathrm{ni_n}}$ als Zeitwerte interpretiert werden — die Diskreditierung der stetigen t-Werte erfolgt durch die $y_{\mathrm{ni_n}}$-Werte. Dazu wird die folgende Symbolik vereinbart:

$$x_0 = 0,\ p_0\,,$$
$$x_1 = d,\ p_1\,,$$
$$x_2 = 2d,\ p_2\,, \qquad \sum_{i=0}^{n} p_i = 1\,,$$
$$\vdots$$
$$x_m = md,\ p_m\,,$$
$$i_n = 0, 1, 2, \ldots, nm;$$

damit folgt aus Gl. (10)

$$p_{i_n}^{(n)} = \sum_{i=\max(0;\, i_n - m)}^{\min(i_n;\,(n-1)m)} p_i^{(n-1)} p_{i_n - i} \tag{14}$$

bzw. aus Gl. (12b)

$$F^{(n)}(y_{\mathrm{ni_n}}) = F^{(n)}(t) = \sum_{k=0}^{[t/d]} \sum_{i=\max(0;\,k-m)}^{\min(k;\,(n-1)\,m)} p_i^{(n-1)} p_{k-1}\,, \tag{15}$$

$$p_i^{(0)} = 1\,,$$
$$p_i^{(1)} = p_i\,,$$

hier gilt für $i_n \geqq 1$

$$\left[\frac{t}{d}\right] = \begin{cases} i_n & \text{für} \quad i_n < t/d\,, \\ i_n - 1 & \text{für} \quad i_n = t/d\,. \end{cases}$$

Der n-Wert wird also gemäß den Gln. (13) und (15) aus der Beziehung

$$\sum_{k=0}^{[t/d]} \sum_{i=\max(0;\,k-m)}^{\min(k;\,(n-1)\,m)} p_i^{(n-1)} p_{k-1} = \alpha \tag{16}$$

berechnet.

Würde man das im Abschn. 2.2. angeführte Demonstrationsbeispiel für die vierfache Faltung verwenden, dann ergäbe sich mit $d = 1$ in Fortführung der in Tafel 5 vorgestellten Berechnungen $p_6^{(6)} = 0{,}046\,656$ und damit $F^{(6)}(7) = 0{,}046\,656$. Würde man fordern, daß mit einer vorgegebenen statistischen Sicherheit von 95% der betrachtete Prozeß in [0, 6] nicht aus Ersatzteilmangel ausfällt, so müßten zu dem Grundelement noch 5 Reserveelemente geplant werden, da gemäß Gl. (13) $0{,}953\,344 > 0{,}95$ gilt. Würde man eine statistische Sicherheit von 99% fordern, so müßten insgesamt 11 Elemente (ein Grundelement und 10 Reserveelemente) geplant werden, da $F^{(11)}(12) = 0{,}010\,08$ beträgt (Schluß gemäß Gl. (16)).

2.5. Weitere Aufgabenstellungen

Die Gln. (9) und (10) bzw. (12a) und (12b), besonders aber (15), spielen bei der Auffindung von Gesetzmäßigkeiten, die aus dem Einwirken einer großen Anzahl von Einflüssen resultieren, eine große Rolle. Es geht dabei vor allem um die experimentelle Umsetzung von Grenzwertsätzen der Wahrscheinlichkeitsrechnung (z. B. „Einschwingverhalten" hinsichtlich bestimmter Verteilungsgesetze).

Besonders in der Erneuerungstheorie können die abgeleiteten Gleichungen wirkungsvoll eingesetzt werden. So können die relativen Häufigkeiten der Realisationen des stochastischen Prozesses $N(t)$, der die Anzahl aller in $[0, t]$ auftretenden Erneuerungen bzw. Ausfälle angibt, bestimmt werden. Besonders aber die Erneuerungsfunktion $H(t)$ kann geschlossen und „verteilungsfrei" angegeben werden.

Tafel 7. Berechnung der $p_k^{(j)}$; $j = 1, 2, 3, \ldots$, $(p_k^{(1)} = p_k)$

$p_i^{(j)}$	p_k								
	p_0	p_1	p_2	p_3	...	p_k	...	p_{m-1}	p_m
$p_0^{(j)}$									
$p_1^{(j)}$									
$p_2^{(j)}$									
$\vdots$									
$p_k^{(j)}$									
$\vdots$									
$p_m^{(j)}$									

3. Geschlossene Darstellung der Erneuerungsfunktion im diskreten Fall

3.1. Vorbemerkungen

Die wichtigste Kenngröße jedes Erneuerungsprozesses ist die Erneuerungsfunktion $H(t)$, die als Erwartungswert der Anzahl $N(t)$ aller im Intervall $[0, t]$ auftretenden Erneuerungen

$$H(t) = \sum_{j=1}^{\infty} jP\big(N(t) = j\big) \tag{17}$$

definiert ist. Unter Verwendung der n-fachen Faltung der Lebenszeit X bzw. der $F^{(n)}(t)$ gemäß Gl. (15) können die

$$P\big(N(t) = j\big) = F^{(j)}(t) - F^{(j+1)}(t) \tag{18a}$$

und

$$H(t) = \sum_{j=1}^{\infty} F^{(j)}(t)\,, \qquad H(0) = 0 \tag{18b}$$

„verteilungsfrei" entsprechend der in der Praxis aufgenommenen Lebenszeithäufigkeitsverteilung berechnet werden. Hierin ist der große Vorzug diskreter Betrachtung — des „Prinzips der diskreten Betrachtung" — gegenüber der stetigen Vorgehensweise zu sehen, die hier auf eine Integralgleichung, die sog. Erneuerungsgleichung, führt, die nur in speziellen Fällen geschlossen lösbar ist. Die Auswertung dieser Erneuerungsgleichung erfolgt durch numerische Analysis und diskretiert ebenso „nachträglich" die stetige Vorgehensweise.

Mit Gl. (15) ergibt sich:

$$P\big(N(t) = j\big) = \sum_{k=0}^{[t/d]} \sum_{i=\max(0;\,k-m)}^{\min(k;\,(j-1)\,m)} p_i^{(j-1)} p_{k-i} - \sum_{k=0}^{[t/d]} \sum_{i=\max(0;\,k-m)}^{\min(k;\,jm)} p_i^{(j)} p_{k-1}\,, \tag{19a}$$

bzw.

$$H(t) = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{[t/d]} \sum_{i=\max(0;\,k-m)}^{\min(k;\,(j-1)\,m)} p_i^{(j-1)} p_{k-1}; \qquad p_i^{(0)} \equiv 1;$$
$$p_i^{(1)} = p_i\,. \tag{19b}$$

Hier bedeutet t/d, daß bis zur größten ganzen Zahl kleiner t/d summiert wird (entier von t/d).

Mit den Gln. (19a) und (19b) können die $P\big(N(t) = j\big)$ und $H(t)$ grundsätzlich berechnet werden, und zwar zweckmäßig so, daß Gl. (15) programmiert wird und damit eine Folge $F^{(j)}(t)$, $j = 1, 2, \ldots$, für fixierte t-Werte entsteht, die gemäß den Gln. (18a) und (18b) „verarbeitet" werden kann.

Man kann nun versuchen, die $p_k^{(j)}$ explizit anzugeben und damit $H(t)$ in „verfeinerter" Form geschlossen darzustellen; diese Aufgabe wird im folgenden gelöst.

3.2. Darstellung der Erneuerungsfunktion $H(t)$

3.2.1. Bestimmung der $p_k^{(j)}$

Die $p_k^{(j)}$ können durch „Schrägreihenkonzeption" sukzessive erzeugt werden; Ausgangspunkt ist Tafel 7 für $j = 1$. Um zu Verallgemeinerung vorstoßen zu können, ist eine große Anzahl von Berechnungen mit verschiedenen m-Werten bis zu beträchtlichen j-Realisationen notwendig.

Für $m = 4$ sind in Tafel 8 die Formeln für $p_k^{(j)}$ mit $j = 2, 3, 4$ angegeben. Die Addition der Indizes multipliziert mit ihren Vielfachheiten (Potenzen) gibt in jedem Summanden den Index k vom jeweiligen $p_k^{(j)}$ — wie es auf Basis des Multiplikationssatzes der Wahrscheinlichkeitsrechnung für unabhängige Ereignisse auch gar nicht anders sein kann.

3.2.2. Vorbereitungsschritte für die $H(t)$-Berechnung

Schreibt man $H(t)$ gemäß Gl. (19b) in folgender, die Zeit t diskreditierender Form

$$H(id) = \sum_{j=1}^{\infty} \sum_{k=0}^{(i-1)\,d} p_k^{(j)}; \qquad i = 1, 2, \ldots \tag{20a}$$

und setzt die $p_k^{(j)}$-Formeln aus Tafel 8 und zusätzlich die $p_k^{(5)}$-Formeln, die aus Platzgründen in Tafel 8 keine Aufnahme finden konnten, ein, so erkennt man aus verallgemeinernden Betrachtungen leicht, daß die folgende Rekursionsbeziehung besteht:

$$H\big((i+1)\,d\big) = H(id) + \sum_{j=1}^{\infty} p_1^{(j)}; \qquad \begin{matrix} i = 0, 1, 2, \ldots; \\ H(0) = 0\,. \end{matrix} \tag{20b}$$

Im einzelnen ergeben sich für $H(d)$, $H(2d)$, ...:

$$H(d) = p_0 + p_0^2 + p_0^3 + p_0^4 + p_0^5 + \ldots = p_0(1 + p_0 + p_0^2 + p_0^3 + p_0^4 + \ldots)\,,$$

$$H(2d) = H(d) + p_1(1 + 2p_0 + 3p_0^2 + 4p_0^3 + 5p_0^4 + \ldots)\,,$$

Tafel 8. Gleichungen für die $p_1^{(j)}$ für $m = 4$ und $j = 2, 3, 4$

j	$p_1^{(j)}$	Formeln
2	$p_0^{(2)}$	p_0^2
	$p_1^{(2)}$	$2p_0p_1$
	$p_2^{(2)}$	$2p_0p_2 + p_1^2$
	$p_3^{(2)}$	$2p_0p_3 + 2p_1p_2$
	$p_4^{(2)}$	$2p_0p_4 + 2p_1p_3 + p_2^2$
	$p_5^{(2)}$	$2p_1p_4 + 2p_2p_3$
	$p_6^{(2)}$	$2p_2p_4 + p_3^2$
	$p_7^{(2)}$	$2p_3p_4$
	$p_8^{(2)}$	p_4^2
3	$p_0^{(3)}$	p_0^3
	$p_1^{(3)}$	$3p_0^2p_1$
	$p_2^{(3)}$	$3p_0^2p_2 + 3p_0p_1^2$
	$p_3^{(3)}$	$6p_0p_1p_2 + 3p_0^2p_3 + p_1^3$
	$p_4^{(3)}$	$6p_0p_1p_3 + 3p_0^2p_4 + 3p_1^2p_2 + 3p_0p_2^2$
	$p_5^{(3)}$	$6p_0p_1p_4 + 6p_0p_2p_3 + 3p_1^2p_3 + 3p_1p_2^2$
	$p_6^{(3)}$	$6p_0p_2p_4 + 6p_1p_2p_3 + 3p_0p_3^2 + 3p_1^2p_4 + p_2^3$
	$p_7^{(3)}$	$6p_0p_3p_4 + 6p_1p_2p_4 + 3p_1p_3^2 + 3p_2^2p_3$
	$p_8^{(3)}$	$6p_1p_3p_4 + 3p_2p_4^2 + 3p_0p_4^2 + 3p_2p_3^2$
	$p_9^{(3)}$	$6p_2p_3p_4 + 3p_1p_4^2 + p_3^2$
	$p_{10}^{(3)}$	$3p_3^2p_4 + 3p_1p_4^2$
	$p_{11}^{(3)}$	$3p_3p_4^2$
	$p_{12}^{(3)}$	p_4^3
4	$p_0^{(4)}$	p_0^4
	$p_1^{(4)}$	$4p_0^3p_1$
	$p_2^{(4)}$	$6p_0^2p_1^2 + 4p_0^3p_2$
	$p_3^{(4)}$	$12p_0^2p_1p_2 + 4p_0^3p_3 + 4p_0p_1^3$
	$p_4^{(4)}$	$12p_0^2p_1p_3 + 12p_0p_1^2p_2 + 6p_0^2p_2^2 + 4p_0^3p_4 + p_1^4$
	$p_5^{(4)}$	$12p_0^2p_1p_4 + 12p_0^2p_2p_3 + 12p_0p_1^2p_3 + 12p_0p_1p_2^2 + 4p_1^3p_2$
	$p_6^{(4)}$	$24p_0p_1p_2p_3 + 12p_0^2p_2p_4 + 12p_0p_1^2p_4 + 6p_0^2p_3^2 + 6p_1^2p_2^2 + 4p_1^3p_3 + 4p_0p_2^3$
	$p_7^{(4)}$	$24p_0p_1p_2p_4 + 12p_0p_1p_3^2 + 12p_0^2p_3p_4 + 12p_0p_2^2p_3 + 12p_1^2p_2p_3 + 4p_1p_2^3 + 4p_1^3p_4$
	$p_8^{(4)}$	$24p_0p_1p_3p_4 + 12p_1^2p_2p_4 + 12p_0p_2^2p_4 + 12p_1p_2^2p_3 + 12p_0p_2p_3^2 + 6p_0^2p_4^2 + 6p_1^2p_3^2 + p_2^4$
	$p_9^{(4)}$	$24p_0p_2p_3p_4 + 12p_1^2p_3p_4 + 12p_1p_2p_3^2 + 12p_1p_2^2p_4 + 12p_0p_1p_4^2 + 4p_0p_3^3 + 4p_2^3p_3$
	$p_{10}^{(4)}$	$24p_1p_2p_3p_4 + 12p_0p_3^2p_4 + 12p_0p_2p_4^2 + 6p_1^2p_4^2 + 6p_2^2p_3^2 + 4p_2^3p_4 + 4p_1p_3^3$
	$p_{11}^{(4)}$	$12p_1p_2p_4^2 + 12p_1p_3^2p_4 + 12p_2^2p_3p_4 + 12p_0p_3p_4^2 + 4p_2p_3^3$
	$p_{12}^{(4)}$	$12p_1p_3p_4^2 + 12p_2p_3^2p_4 + 6p_2^2p_4^2 + 4p_0p_4^3 + p_3^4$
	$p_{13}^{(4)}$	$12p_2p_4p_4^2 + 4p_3^2p_4 + 4p_1p_4^3$
	$p_{14}^{(4)}$	$6p_3^2p_4^2 + 4p_2p_4^3$
	$p_{15}^{(4)}$	$4p_4^3p_3$
	$p_{16}^{(4)}$	p_4^4

$$H(3d) = H(2d) + p_2(1 + 2p_0 + 3p_0^2 + 4p_0^3 + 5p_0^4 + \ldots) + p_1^2(1 + 3p_0 + 6p_0^2 + 10p_0^3 + \ldots)\,,$$

$$H(4d) = H(3d) + p_3(1 + 2p_0 + 3p_0^2 + 4p_0^3 + 5p_0^4 + \ldots) + 2p_1p_2(1 + 3p_0 + 6p_0^2 + 10p_0^3 + \ldots) + p_1^3(1 + 4p_0 + 10p_0^2 + \ldots)\,,$$

$$H(5d) = H(4d) + p_4(1 + 2p_0 + 3p_0^2 + 4p_0^3 + 5p_0^4 + \ldots) + 2p_1p_3(1 + 3p_0 + 6p_0^2 + 10p_0^3 + \ldots) + p_2^2(1 + 3p_0 + 6p_0^2 + 10p_0^3 + \ldots) + 3p_1^2p_2(1 + 4p_0 + 10p_0^2 + \ldots) + p_1^4(1 + 5p_0 + \ldots)\,.$$

Die in Klammern stehenden Ausdrücke sind unendliche Reihen gemäß Definition (j „läuft" von 1 bis ∞), die mit Hilfe der Beziehung

$$\sum_{i=0}^{\infty} \frac{(v+i-1)!}{(v-1)!\,i!}\,p_0^i = (1-p_0)^{-v}; \qquad v = 1, 2, \ldots \tag{21}$$

zusammengefaßt werden können; es folgt mit Gl. (21):

$$\left.\begin{aligned} H(d) &= \frac{p_0}{1-p_0}, \qquad H(2d) = H(d) + \frac{p_1}{(1-p_0)^2}, \\ H(3d) &= H(2d) + \frac{p_2}{(1-p_0)^2} + \frac{p_1^2}{(1-p_0)^3}, \\ H(4d) &= H(3d) + \frac{p_3}{(1-p_0)^2} + \frac{2p_1p_3}{(1-p_0)^3} + \frac{p_1^3}{(1-p_0)^4}, \\ H(5d) &= H(4d) + \frac{p_4}{(1-p_0)^2} + \frac{2p_1p_3}{(1-p_0)^3} + \\ &\quad + \frac{p_2^2}{(1-p_0)^3} + \frac{3p_1^2p_2}{(1-p_0)^4} + \frac{p_1^4}{(1-p_0)^5}. \end{aligned}\right\} \tag{22a}$$

Wenn man nun $H(6d)$ bestimmen würde, dann müßte man in Rechnung stellen, daß hier kein p_5 auftreten darf, da $m = 4$ vorausgesetzt wurde. Streng genommen müßte also geschrieben werden statt $H(id)$: $H_m(id)$.

Auf Grundlage weiterer Berechnungen durch die „Schrägreihenkonzeption" ($p_k^{(6)}$, $p_k^{(7)}$, ...) wurden folgende $H_m(id)$; $m = 4$, $i = 6, 7, 8$) gefunden:

$$\left.\begin{aligned} H_4(6d) &= H_4(5d) + \frac{2p_1p_4}{(1-p_0)^3} + \frac{2p_2p_3}{(1-p_0)^3} + \\ &\quad + \frac{3p_1^2p_3}{(1-p_0)^4} + \frac{3p_1p_2^2}{(1-p_0)^4} + \frac{4p_1^3p_2}{(1-p_0)^5} + \frac{p_1^5}{(1-p_0)^6}, \\ H_4(7d) &= H_4(6d) + \frac{2p_1p_4}{(1-p_0)^3} + \frac{p_3^2}{(1-p_0)^3} + \frac{3p_1^2p_4}{(1-p_0)^4} + \\ &\quad + \frac{p_2^3}{(1-p_0)^4} + \frac{6p_1p_2p_3}{(1-p_0)^4} + \frac{4p_1^3p_3}{(1-p_0)^5} + \\ &\quad + \frac{6p_1^2p_2^2}{(1-p_0)^5} + \frac{5p_1^4p_2}{(1-p_0)^6} + \frac{p_1^6}{(1-p_0)^7}, \\ H_4(8d) &= H_4(7d) + \frac{2p_3p_4}{(1-p_0)^3} + \frac{6p_1p_2p_4}{(1-p_0)^4} + \\ &\quad + \frac{3p_1p_3^2}{(1-p_0)^4} + \frac{3p_2^2p_3}{(1-p_0)^4} + \frac{4p_1^3p_4}{(1-p_0)^5} + \\ &\quad + \frac{12p_1^2p_2p_3}{(1-p_0)^5} + \frac{4p_1p_2^3}{(1-p_0)^5} + \frac{5p_1^4p_3}{(1-p_0)^6} + \\ &\quad + \frac{10p_1^3p_2^2}{(1-p_0)^6} + \frac{6p_1^5p_2}{(1-p_0)^7} + \frac{p_1^7}{(1-p_0)^8}. \end{aligned}\right\} \tag{22b}$$

3.2.3. Rekursionsformel zur Berechnung der Erneuerungsfunktion

Mit induktiver Verallgemeinerung der Gln. (22a) und (22b) gelangt man schließlich zu einer geschlossenen Rekursionsdarstellung der Erneuerungsfunktion, wobei die Schwierigkeit so-

Tafel 9. Demonstration der Bedingungen (24a) und (24b) anhand eines einfachen Beispiels

Nr.	v_1	v_2	v_3	v_4	entspricht
1	5	0	0	0	p_1^5
2	3	1	0	0	$p_1^3 p_2$
3	2	0	1	0	$p_1^2 p_3$
4	1	2	0	0	$p_1 p_2^2$
5	1	0	0	1	$p_1 p_4$
6	0	1	1	0	$p_2 p_3$

Tafel 10. Demonstration der Bedingungen (24c) und (24b) anhand des Beispiels der Tafel 9

Nr.	v_1	v_2	v_3	v_4	entspricht	Bedingung
1	5	0	0	0	p_1^5	(24a)
2	3	1	0	0	$p_1^3 p_2$	
3	2	0	1	0	$p_1^2 p_3$	
4	1	2	0	0	$p_1 p_2^2$	
5	1	0	0	1	$p_1 p_4$	
6	0	1	1	0	$p_2 p_3$	
7	1	0	0	0	p_1	(24c)
8	0	1	0	0	p_2	
9	0	0	1	0	p_3	
10	0	0	0	1	p_4	
11	2	0	0	0	p_1^2	
12	1	1	0	0	$p_1 p_2$	
13	1	0	1	0	$p_1 p_3$	
14	0	2	0	0	p_2^2	
15	3	0	0	0	p_1^3	
16	2	1	0	0	$p_1^2 p_2$	
17	4	0	0	0	p_1^4	

Tafel 11. Demonstration des „Einschwingens" von $H_4(j+1)$ in die Stationarität ($0{,}4762\,j$) für ansteigende j-Werte, absolute und relative Fehler und $\Delta(j+1)$-Werte des Fallbeispiels

j	$H_4(j+1)$	$0{,}4762 \cdot j$	Fehler		$\frac{H_4(j+1)}{j}$	$\Delta(j+1)$
			absolut	relativ (%)		
1	0,3580	0,4762	0,1182	24,82	0,3580	0,1182
2	0,7833	0,9524	0,1691	17,76	0,3916	0,0846
3	1,3304	1,4286	0,0982	6,87	0,4435	0,0327
4	1,7995	1,9048	0,1253	6,57	0,4499	0,0263
5	2,2553	2,3810	0,1257	5,28	0,4511	0,0251
6	2,7426	2,8572	0,1146	4,01	0,4571	0,0191
7	3,2198	3,3334	0,1136	3,41	0,4600	0,0162

wohl in der Erfassung der Koeffizienten bei den verschiedenen Produktbildungen der relativen Häufigkeiten p_k als auch besonders bei der Summation der Terme lagen:

$$H_m((j+1)\,d) = H_m(jd) + \sum_{*} \frac{\left(\sum_{i=1}^{m} v_i\right)!}{(1-p_0)^{\left(\sum_{i=1}^{m} v_i+1\right)}} \frac{\prod_{i=1}^{m} p_i^{v_i}}{\prod_{i=1}^{m} v_i!}; \qquad j = 1, 2, \ldots, \tag{23}$$

wobei die „Sternsummation" $\sum_{*}$ bedeutet, daß über alle diejenigen bei den Produkten der relativen Häufigkeiten

$$\prod_{i=1}^{m} - p_i^{v_i}$$

sich bildenden Kombinationen $(i; v_i)$ zu summieren ist, die der Bedingung

$$\sum_{i=1}^{m} i v_i = j \tag{24a}$$

und der Beziehung

$$0 \leqq v_i \leqq j; \qquad i = 1, 2, \ldots, m \tag{24b}$$

genügen.

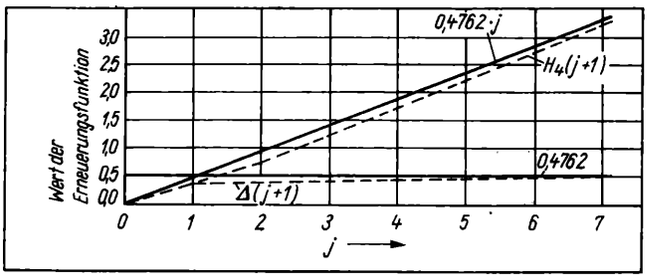


Bild 2. Demonstration von $\Delta(j+1)$ und der $H_4(j+1)$- gegenüber der $0{,}4762 \cdot j$-Entwicklung (Stationarität) für das Fallbeispiel

Zur Verdeutlichung der Bedingungen (24a) und (24b) wird $H_4(6d)$ gemäß Gl. (22b) betrachtet. Es ist klar, daß wegen $i = 1, 2, 3, 4$ z. B. kein p_5 auftreten kann, außerdem kann es keine Vielfachheit (Potenz) größer als $j = 5$ geben $H(6d) = H((5+1)\,d)$! (Tafel 9).

Wenn man die $p_k^{(j)}$-Formeln in Gl. (20a) einsetzt, dann kann man noch eine weitere geschlossene Darstellung der Erneuerungsfunktion ableiten:

$$H_m((j+1)\,d) = \frac{p_0}{1-p_0} + \sum_{k=1}^{j} \frac{1}{(1-p_0)^{k+1}} \left[\left(\sum_{i=1}^{\min(m,\,n+1-i)} p_i\right)^k\right]^{*}, \tag{25}$$

wobei die mit [ ]* gekennzeichnete Potenzbildung der Summe $\sum_{i=1}^{m} p_i$ nur diejenigen Produkte der relativen Häufigkeiten (nebst den zugehörigen Koeffizienten) $\prod_{i=1}^{m} p_i^{v_i}$ in die $H((j+1)\,d)$-Berechnung einbezieht, die der Bedingung

$$\sum_{i=1}^{m} i v_i \leqq j \tag{24c}$$

und selbstverständlich auch der Beziehung (24b) genügen. Zur Verdeutlichung der Bedingung (24c) soll — auch in Gegenüberstellung zur Bedingung (24a) — $H_4(6d)$ betrachtet werden. Zunächst wird $H_4(6d)$ in der Form (25) notiert:

$$H_4(6d) = \frac{p_0}{1-p_0} + \frac{1}{(1-p_0)^2}(p_1 + p_2 + p_3 + p_4) + \frac{1}{(1-p_0)^3}(p_1^2 + 2p_1p_2 + 2p_1p_3 + 2p_1p_4 + 2p_2p_3 + p_2^2) + \frac{1}{(1-p_0)^4}(p_1^3 + 3p_1^2p_2 + 3p_1p_2^2 + 3p_1^2p_3) + \frac{1}{(1-p_0)^5}(p_1^4 + 4p_1^3p_2) + \frac{1}{(1-p_0)^6} p_1^5.$$

Die Gl. (24c) entsprechende Übersicht (Tafel 10) enthält zunächst die komplette zu Gl. (24a) gehörige Übersicht und darüber hinaus noch eine Vielzahl anderer Kombinationen, die der Bedingung $v_1 + 2v_2 + 3v_3 + 4v_4 \leqq 5$ geschuldet sind.

Aus dieser Übersicht wird deutlich, daß man der geschlossenen Darstellung der Erneuerungsfunktion in der Form (23) gegenüber der Darstellung in der Form (25) den Vorzug geben sollte, da die rechentechnische Realisierung der „Sternsummation" $\sum_{*}$ ohnehin schon nicht einfach ist, die „Auslese" aber bei der mit [ ]* gekennzeichneten Potenzbildung noch wesentlich größere rechentechnische Schwierigkeiten bereitet.

Inwieweit die $H(t)$-Berechnung durch Gl. (19b) gegenüber der der Berechnung gemäß Gl. (23) „konkurrenzfähig" ist, müssen Rechenzeitvergleiche zeigen, die auf ein einheitliches Abbruchkriterium bezogen werden.

Sowohl aus dem elementaren Erneuerungstheorem als auch aus der Betrachtung des relativen Fehlers könnten solche Abbruchkriterien abgeleitet werden; die $H(t)$- bzw. $H_m((j+1)\,d)$-Berech-

nungen werden abgebrochen, wenn die Bedingung

$$\Delta(j+1) = \left| \frac{H_m\big((j+1)\,d\big)}{jd} - \frac{1}{d \sum_{i=1}^{m} i p_i} \right| \leqq \varepsilon \qquad (26a)$$

für eine vorzugebende Genauigkeitsschranke ε oder die Bedingung

$$\left| 1 - \frac{H_m\big((j+1)\,d\big)}{d \sum_{i=1}^{m} i p_i} \right| \leqq \delta \qquad (26b)$$

für eine vorzugebende Schranke δ des relativen Fehlers erfüllt ist.

Zur Demonstration von Gl. (26) bzw. des „Einschwingens" in stationäre Verhältnisse dient ein Fallbeispiel mit $m = 4$ und $d = 1$: $p_0 = 0{,}1$; $p_1 = 0{,}2$; $p_2 = 0{,}3$; $p_3 = 0{,}3$; $p_4 = 0{,}1$; $\sum_{i=1}^{4} i p_i = 2{,}1$ und $1/2$, $1 = 0{,}4762$. Es ergibt sich daraus Tafel 11 und Bild 2.

Es zeigt sich, daß die relativen Fehler sich nur „zögernd" senken, was auf die angenäherte Konstanz der absoluten Fehler bei höheren j-Werten zurückzuführen ist.

Im Teil 2 dieser Veröffentlichung wird die praktische Anwendung des vorgestellten Formelapparates demonstriert; spezielle Untersuchungen zur Abschätzung von $H(t)$ werden durchgeführt.

Literatur

[1] *Friedrich, L.; Bock, G.:* Modellierung betrieblicher Belastungssituationen. die Technik 34 (1979) H. 5, S. 259–264.

[2] *Friedrich, L.:* Kapazitäts- und Wirtschaftlichkeitsbetrachtungen in Sauerstoffaufblasstahlwerken. Mathematik und Wirtschaft (1969) H. 6, S. 202 bis 235.

[3] *Friedrich, L.:* Geschlossene Darstellung der Erneuerungsfunktion im diskreten Fall. msr 24 (1981) H. 4, S. 229 und 230.

[4] *Beichelt, F.:* Prophylaktische Erneuerung von Systemen. Berlin: Akademie-Verlag 1976.

[5] *Gnedenko, B. W.; Beljajew, J. K.; Solowjew, A. D.:* Mathematische Methoden der Zuverlässigkeitstheorie I (Übers. aus dem Russ.). Berlin: Akademie-Verlag 1968.

msr 7436 (Beitrag wird fortgesetzt)

Dipl.-Ing. *M. Krönert*, Dresden[1])

Rechnergestützte polyoptimale Lenkung diskreter, diskontinuierlicher Produktionsprozesse der Strukturklasse Halbordnung

IA 4.0.5.

0. Einleitung

In den letzten Jahren haben Umfang und Qualität des Einsatzes der EDV zum Zwecke der Produktionssteuerung in starkem Maße zugenommen. Die Anwendung mathematischer Methoden und der Rechentechnik zur Rationalisierung der Überwachung und Steuerung von Montageprozessen ist jedoch noch wenig entwickelt.

Nachfolgend soll ein System zur rechnergestützten polyoptimalen Lenkung für Montageprozesse der Einzel- und Kleinserienfertigung vorgestellt werden.

1. Beschreibung des technologischen Basisprozesses

Der zu betrachtende technologische Basisprozeß ist ein Montageprozeß der Einzel- und Kleinserienfertigung, d. h. ein diskreter, diskontinuierlicher Produktionsprozeß der Strukturklasse Halbordnung.

Die Erzeugnisstruktur dieses Basisprozesses ist durch eine geringe Anzahl von Erzeugnistypen, die jeweils in verschiedenen Varianten (Erzeugnistyp-Varianten) hergestellt werden, charakterisiert. Durch das Produktionsprogramm sind die zu fertigenden Erzeugnisse vorgegeben. Ein Erzeugnis ist eine Erzeugnistyp-Variante, die zusätzlich durch das Paar (1WP-Nummer, 1WP-Termin) identifizierbar ist.

Der technologische Basisprozeß wird in einem bestimmten Zeitraum, einem Lenkungszeitraum LT im Intervall [Lenkungsbeginn, Lenkungsende] betrachtet.

Als Operand wird dann jedes Erzeugnis bezeichnet, das in diesem Lenkungszeitraum laut Produktionsprogramm bearbeitet werden soll. Jedem Operanden ist eineindeutig ein Prozeßgraph (Arbeitsplan), der eine strukturierte Menge von Operationen beschreibt, zugeordnet. Da im technologischen Basisprozeß mehrere Operanden parallel bearbeitet werden, müssen auch mehrere Prozeßgraphen betrachtet werden. Aus der Vereinigung der Prozeßgraphen der jeweiligen Operanden ergibt sich die Prozeßstruktur des technologischen Basisprozesses. Daraus folgt, daß die Prozeßstruktur, die eine Halbordnung darstellt, nicht notwendigerweise zusammenhängend ist. Die Menge der sich im Basissystem befindenden Arbeitskräfte bzw. die Menge der sich im Basissystem befindenden Maschinen kann entsprechend dem Qualifikationsgrad der Arbeitskräfte bzw. der Anwendbarkeit der Maschinen in Klassen zerlegt werden. Eine durch diese Zerlegung entstandene Klasse wird als Operator (z. B. ist der Operator a die Klasse von Arbeitskräften mit dem Qualifikationsgrad a) und die Elemente der Klassen werden als Teiloperatoren (ein Teiloperator ist dann z. B. eine Arbeitskraft mit dem Qualifikationsgrad a) bezeichnet.

Jeder sich im Basissystem befindende Operator ist also eine Klasse von Teiloperatoren, deren Kardinalität als Kapazität des Operators bezeichnet wird. Die Kardinalität einer Klasse ist dabei nicht notwendigerweise zu allen Zeitpunkten $t \in$ LT konstant. Jede Operation benötigt zu ihrer Ausführung in einer gegebenen Dauer zu bestimmten Zeitpunkten eine Teilmenge von Operatoren. Der zugeordnete Operator ist somit eine Klasse von Teiloperatoren, deren Kardinalität als Bedarf der Operation bezüglich des Operators bezeichnet wird.

Jede Operation kann dann durch ihren Arbeitsumfang, der die Verbindung zwischen der Dauer der Operation und dem Bedarf der Operation bezüglich des zugeordneten Operators herstellt, dargestellt werden (Bild 1).

Die Dauer bzw. der Bedarf liegen in den Intervallen [Minimaldauer, Maximaldauer] bzw. [minimaler Bedarf, maximaler Bedarf].

In der Terminologie der Netzplantechnik ist die Prozeßstruktur des technologischen Basisprozesses ein erweitertes MPM-Modell, d. h. ein Vorgangsknotennetzplan, zwischen dessen adjazenten Vorgängen eine Anfangsfolge mit einem Abstand (Abstandstyp = Mindestabstand) definiert ist. Der Abstand zwischen zwei adjazenten Vorgängen setzt sich dabei aus einem Bruchteil (variables Abstandsmaß) der Dauer des Vorgängers und einer konstanten Zeit (konstantes Abstandsmaß), einer Wartezeit, zusammen.

[1]) Mitteilung aus der TU Dresden, Sektion Informationsverarbeitung.

Formal kann die Prozeßstruktur nun wie folgt beschrieben werden:

$$\mathbf{G} = [\mathbf{O}, \mathbf{U}, \varphi]$$

mit

O — Menge der Operationen der zugeordneten Operanden; die Menge der Operationen ist durch folgende Merkmale charakterisiert:

$$\mathbf{O} \subseteq \mathbf{OSCHLNR} \times \mathbf{MAXD} \times \mathbf{MIND} \times \mathbf{GFAT} \times \mathbf{GSET}$$

mit

OSCHLNR — Menge der Schlüsselnummern der Operationen

MAXD — Menge der Maximaldauern der Operationen

MIND — Menge der Minimaldauern der Operationen

GFAT — Menge der gegebenen frühesten Anfangstermine der Operationen

GSET — Menge der gegebenen spätesten Endtermine der Operationen.

U — Menge der Bewertungen der logischen und technologischen Beziehungen zwischen den Operationen

$\mathbf{U} \subseteq \mathbf{KA} \times \mathbf{VA}$ mit

KA — Menge der konstanten Abstandsmaße

VA — Menge der variablen Abstandsmaße;

φ — eineindeutige, irreflexible Funktion

φ: $\mathbf{O} \times \mathbf{O} \rightarrow \mathbf{U}$.

Daraus abgeleitet gilt:

$$\mathbf{V} = \{(O_i, O_j) \in \mathbf{O} \times \mathbf{O} \mid (O_i, O_j, U) \in \varphi\} \quad \text{mit}$$

V — Menge der logischen und technologischen Beziehungen zwischen den Operationen.

Die Prozeßstruktur **G** ist ein endlicher, kreisfreier, nicht notwendigerweise zusammenhängender Graph.

Die Menge der sich im Basissystem befindenden Operatoren

$$\mathbf{OP} = \{OP_k\}$$

wird durch die Merkmale

$$\mathbf{OP} \subseteq \mathbf{OPSCHLNR} \times \prod_{t \in \mathbf{LT}} \mathbf{KOP}(t) \quad \text{mit}$$

OPSCHLNR — Menge der Schlüsselnummern der Operatoren

KOP(t) — Menge der Kapazitäten der Operatoren zum Zeitpunkt $t \in \mathbf{LT}$ charakterisiert.

Durch die Abbildung

$$\mathbf{F} : \mathbf{O} \rightarrow \mathbf{OP}$$

wird die Menge der Operationen in Klassen zerlegt, wobei jede Klasse die Operationen enthält, die dieselbe Teilmenge von Operatoren benötigen.

Bezüglich der zugeordneten Operatoren gilt dann folgende bewertete Relation:

$$\mathbf{F1} : \mathbf{O} \times \mathbf{OPSCHLNR} \rightarrow \mathbf{MINBOP} \times \mathbf{MAXBOP} \times \mathbf{AU}$$

mit

OPSCHLNR — Menge der Schlüsselnummern der Operatoren

MINBOP — Menge des minimalen Bedarfs einer Operation bezüglich des Operators

MAXBOP — Menge des maximalen Bedarfs einer Operation bezüglich des Operators

AU — Menge der Arbeitsumfänge.

2. Beschreibung des Informationsprozesses „Produktionskontrolle und -lenkung"

Für den Informationsprozeß „Produktionskontrolle und -lenkung" kann eine Grundprozeßstruktur angegeben werden (Bild 2). Es werden die Teilprozesse

— Fortschrittskontrolle **FK**

— Operatorverfügbarkeitskontrolle **VK**

— Lenkung **L**

realisiert.

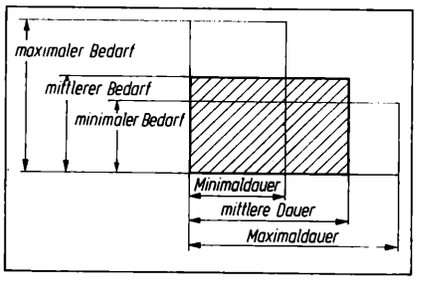


Bild 1. Arbeitsumfang

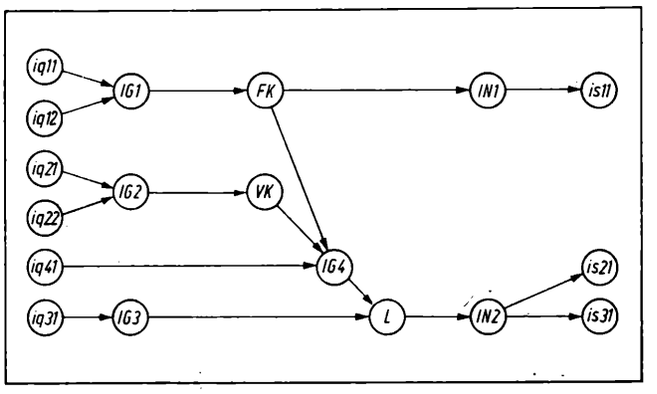


Bild 2. Grundprozeßstruktur des Informationsprozesses „Produktionskontrolle und -lenkung"

Notwendige Voraussetzung dafür sind die Teilprozesse

— Informationsgewinnung **IG**

— Informationsnutzung **IN**.

Quellen und Senken der Informationen sind der technologische Basisprozeß und umgebende Informationsprozesse.

Den Knoten der Grundprozeßstruktur ist folgende Semantik zugeordnet:

iq11 — Eingabe von Informationen über die geplanten Termine der Operationen aus dem Informationsprozeß „mittelfristige Planung"

iq12 — Eingabe von Informationen über die tatsächlichen Termine der Operationen aus dem technologischen Basisprozeß

IG1 — Aufbereitung der Informationen der Teilprozesse **iq11** und **iq12** für den Teilprozeß Fortschrittskontrolle

FK — Vergleich zwischen geplantem und tatsächlichem Arbeitsfortschritt der Operanden

IN1 — Aufbereitung der Informationen des Teilprozesses **FK** für den Teilprozeß **is11**

is11 — Ausgabe des Arbeitsfortschritts

iq21 — Eingabe von Informationen über die geplanten Kapazitäten der Operatoren aus dem Informationsprozeß „mittelfristige Planung"

iq22 — Eingabe von Informationen über die tatsächlichen Kapazitäten der Operatoren aus dem technologischen Basisprozeß

IG2 — Aufbereitung der Informationen der Teilprozesse **iq21** und **iq22** für den Teilprozeß Operatorverfügbarkeitskontrolle

VK — Vergleich zwischen geplanten und tatsächlichen Kapazitäten der Operatoren zu den Zeitpunkten $t \in \mathbf{LT}$

iq31 — Eingabe von Informationen über Operationen, die infolge von Materialmangel nicht realisiert werden können, aus dem Informationsprozeß „Materialverfügbarkeitskontrolle"

iq41 — Eingabe von Informationen über die Operandenstruktur aus **BASTEI**

IG3 — Aufbereitung der Informationen des Teilprozesses **iq31** für den Teilprozeß Lenkung

IG4 — Aufbereitung der Informationen der Teilprozesse **iq41**, **FK** und **VK** für den Teilprozeß Lenkung

L — Bestimmung eines zeitlichen Ablaufs für die Prozeßstruktur **G**

IN2 — Aufbereitung der Informationen des Teilprozesses **L** für die Teilprozesse **is21** und **is31**

is21 — Ausgabe von evtl. freier Kapazität zu den Zeitpunkten $t \in \mathbf{LT}$

is31 — Ausgabe des zeitlichen Ablaufs.

3. Beschreibung des Teilprozesses Lenkung

Die Aufgabe der Lenkung besteht darin, für die Prozeßstruktur **G** des technologischen Basisprozesses einen zeitlichen Ablauf festzulegen. Das kann mit Hilfe von Terminierungsalgorithmen realisiert werden.

Die Aufgabe der Terminierung besteht darin, für jede Operation O_i

— einen frühesten Anfangstermin $\mathbf{FAT}(O_i)$
— einen spätesten Anfangstermin $\mathbf{SAT}(O_i)$
— einen frühesten Endtermin $\mathbf{FET}(O_i)$
— einen spätesten Endtermin $\mathbf{SET}(O_i)$
— eine Dauer $\mathbf{D}(O_i)$ mit $\mathbf{D}(O_i) = \mathbf{MIND}(O_i) \vee \mathbf{D}(_i) = \mathbf{MAXD}(O_i)$
— einen Puffer $\mathbf{P}(O_i)$

zu berechnen.

Da für jede Operation das Dauerintervall [Minimaldauer, Maximaldauer] vorgegeben ist, unterscheidet man demzufolge

— eine Terminierung/Minimaldauer und
— eine Terminierung/Maximaldauer.

Im Ergebnis der Terminierung entstehen sog. potentielle Prozeßstrukturen, die sich dadurch auszeichnen, daß neben den logischen und technologischen Beziehungen noch zusätzliche Beziehungen eingeführt werden, die die Abarbeitungsreihenfolge der Operationen einer Klasse kennzeichnen. Es entstehen also potentielle Prozeßstrukturen mit

— logischen und technologischen Beziehungen zwischen den Operationen
— Beziehungen zwischen den Operationen einer Klasse bezüglich der frühesten Anfangstermine
— Beziehungen zwischen den Operationen einer Klasse bezüglich der spätesten Anfangstermine.

Im technologischen Basisprozeß wirken jedoch viele Störfaktoren (Ausfall von Arbeitskräften usw.), die den zeitlichen Ablauf beeinflussen können. Es kommt oft zu einem Widerspruch zwischen Kapazität und Bedarf, d. h., die Kapazität eines Operators reicht zu einem bestimmten Zeitpunkt $t^* \in \mathbf{LT}$ nicht aus, um alle zu diesem Zeitpunkt zu realisierenden Operationen termingerecht abzuarbeiten. Es müssen also optimale Entscheidungen getroffen werden, wann welche Operation unter Beachtung der vorhandenen Kapazität realisiert werden soll. Dafür wurden Bilanzoptimierungsverfahren entwickelt.

Die Aufgabe der Bilanzoptimierung besteht darin, für jede im Lenkungszeitraum **LT** zu realisierende Operation O_i

— einen Anfangstermin $\mathbf{AT}(O_i)$
— einen Endtermin $\mathbf{ET}(O_i)$
— eine Dauer $\mathbf{D}(O_i)$ mit $\mathbf{MIND}(O_i) \leqq \mathbf{D}(O_i) \leqq \mathbf{MAXD}(O_i)$
— einen Puffer $\mathbf{P}(O_i)$
— einen Bedarf der Operation bezüglich des zugeordneten Operators $\mathbf{OP_kBOP_k}(O_i)$ mit $\mathbf{MINBOP_k}(O_i) \leqq \mathbf{BOP_k}(O_i) \leqq \mathbf{MAXBOP_k}(O_i)$

zu berechnen.

Es wird zwischen zwei Monooptimierungsverfahren unterschieden:

— Bilanzoptimierung bei festen Kapazitäten mit Endterminüberschreitung → Min
— Bilanzoptimierung bei festen Terminen mit Überschreitung der verfügbaren Kapazität → Min.

Die Arbeitsweise dieser beiden Monooptimierungsverfahren beruht dabei auf den in der Netzplantechnik gebräuchlichen Kapazitätsausgleichsmöglichkeiten:

— *Rechtsverschiebung*: Der Anfangstermin der Operation wird in Richtung der Zeitachse nach rechts verschoben. Die Dauer und der Bedarf bleiben unverändert.
— *Linksverschiebung*: Der Anfangstermin der Operation wird in Richtung der Zeitachse nach links verschoben. Die Dauer und der Bedarf bleiben unverändert.
— *Streckung*: Die Dauer der Operation kann bis zur Maximaldauer und der Bedarf der Operation bezüglich der zugeordneten Operatoren bis zum minimalen Bedarf variiert werden, wobei der gegebene Arbeitsumfang erhalten bleiben muß.
— *Stauchung*: Die Dauer der Operation kann bis zur Minimaldauer und der Bedarf der Operation bezüglich der zugeordneten Operatoren bis zum maximalen Bedarf variiert werden, wobei der gegebene Arbeitsumfang erhalten bleiben muß.

Im Ergebnis der Monooptimierung entstehen monooptimale Prozeßstrukturen mit

— logischen und technologischen Beziehungen zwischen den Operationen
— Beziehungen zwischen den Operationen einer Klasse bezüglich der Anfangstermine.

In der Praxis kommt es jedoch sehr selten vor, daß eine der beiden monooptimalen Prozeßstrukturen auch polyoptimal ist (keine Endterminüberschreitung und keine Überschreitung der verfügbaren Kapazität). Beide Zielfunktionen beeinflussen jedoch die Prozeßstruktur in gleicher Weise. Aufgrund der Widersprüchlichkeit der Zielfunktionen ist es nicht möglich, sie zu einem Komplexkriterium zusammenzufassen, da die Verbesserung der einen Zielfunktion nicht unbedingt die Verbesserung der anderen Zielfunktion zur Folge hat. Es muß also ein Kompromiß zwischen beiden gefunden werden. Ein Weg zur Lösung dieses Problems besteht im Rahmen der Polyoptimierung, bei der beide Zielfunktionen in gleicher Weise berücksichtigt werden.

Dafür wurde ein *Polybilanzoptimierungsverfahren* mit

Endterminüberschreitung → Min

und

Überschreitung der verfügbaren Kapazität → Min

entwickelt.

Die Arbeitsweise des Algorithmus ist folgende:

Die beiden monooptimalen Prozeßstrukturen werden als Anfangslösungen in die Kompromißmenge aufgenommen. Sie bilden die Eckpunkte der aufzubauenden Kompromißmenge.

Mit Hilfe eines stochastischen Suchverfahrens werden, ausgehend von den monooptimalen Prozeßstrukturen, neue zulässige Prozeßstrukturen aufgebaut und auf Aufnahme in die Kompromißmenge untersucht, wobei die Kompromißmenge all die Prozeßstrukturen enthält, für die keine gleichmäßige Verbesserung existiert. Das stochastische Suchverfahren wird nach Erreichen einer endlichen Anzahl von mißglückten Versuchen, die zu keiner weiteren Verbesserung der Zielfunktionswerte führen, abgebrochen.

Im Ergebnis der Polybilanzoptimierung wird eine näherungsweise effiziente Kompromißmenge bereitgestellt, aus der eine mögliche Prozeßstruktur, die der gesuchten, näherungsweise polyoptimalen Prozeßstruktur mit

— logischen und technologischen Beziehungen zwischen den Operationen
— Beziehungen zwischen den Operationen einer Klasse bezüglich der Anfangstermine

entspricht, ausgewählt werden kann.

Ergebnis des Teilprozesses Lenkung ist also eine polyoptimale Prozeßstruktur $\mathbf{G_{OPT}}$, die formal wie folgt beschrieben werden kann:

$$\mathbf{G_{OPT}} = [\mathbf{O_{OPT}}, \mathbf{U_{OPT}}, \varphi_{OPT}]$$

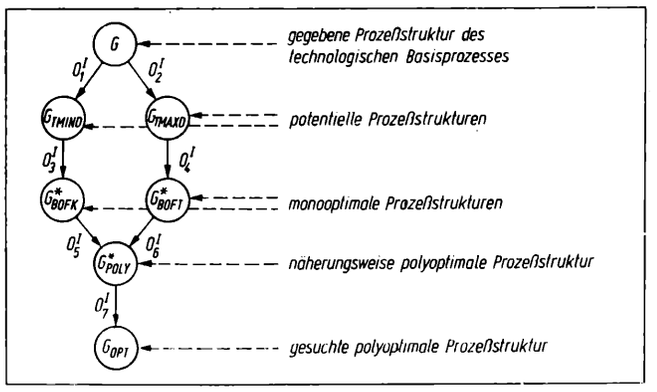


Bild 3. Operandenstruktur des Teilprozesses Lenkung

Graph	Teilprozeß Lenkung
Knoten	informationeller Operand
Bogen	informationelle Operation
Knotenbewertung	Bezeichnung des informationellen Operanden
Bogenbewertung	Bezeichnung der informationellen Operation

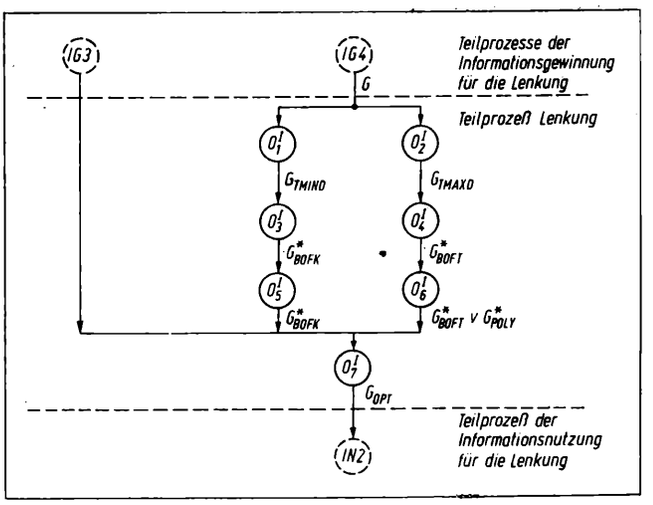


Bild 4. Prozeßstruktur des Teilprozesses Lenkung

Graph	Teilprozeß Lenkung
Knoten	informationelle Operation/Teilprozeß
Bogen	informationeller Operand
Knotenbewertung	Bezeichnung der informationellen Operation/Teilprozeß
Bogenbewertung	Bezeichnung des informationellen Operanden

mit

$\mathbf{O}_{OPT}$ — Menge der Operationen der zugeordneten Operanden im **LT**; die Menge der Operationen ist durch folgende Merkmale charakterisiert:

$\mathbf{O}_{OPT} \subseteq$ **OSCHLNR** $\times$ **AT** $\times$ **ET** $\times$ **D** $\times$ **P** mit

OSCHLNR — Menge der Schlüsselnummern der Operationen

AT — Menge der Anfangstermine der Operationen

ET — Menge der Endtermine der Operationen

D — Menge der Dauern der Operationen

P — Menge der Puffer der Operationen.

$\mathbf{U}_{OPT}$ — Menge der Bewertungen der Beziehungen zwischen den Operationen

$\mathbf{U}_{OPT} = \mathbf{U}^0_{OPT} \cup \mathbf{U}'_{OPT}$ mit

$\mathbf{U}^0_{OPT}$ — Menge der Bewertungen der logischen und technologischen Beziehungen zwischen den Operationen

$\mathbf{U}^0_{OPT} \subseteq$ **KA** $\times$ **VA** mit

KA — Menge der konstanten Abstandsmaße zwischen den adjazenten Operationen

VA — Menge der variablen Abstandsmaße zwischen den adjazenten Operationen

$\mathbf{U}'_{OPT}$ — Menge der Bewertungen der Beziehungen zwischen den Operationen einer Klasse bezüglich der Anfangstermine, die durch die Lenkung entstehen

$\mathbf{U}'_{OPT} = \{0, 1\}$

φ_{OPT} — eindeutige, irreflexive Funktion

$\varphi_{OPT} = \varphi^0_{OPT} \cup \varphi'_{OPT}$,

$\varphi^0_{OPT} : \mathbf{O}_{OPT} \times \mathbf{O}_{OPT} \rightarrow \mathbf{U}^0_{OPT}$,

$\varphi'_{OPT} : \mathbf{O}_{OPT} \times \mathbf{O}_{OPT} \rightarrow \mathbf{U}'_{OPT}$.

Daraus abgeleitet gilt:

$$\mathbf{V}^0_{OPT} = \{(O_{OPT_i}, O_{OPT_j}) \in \mathbf{O}_{OPT} \times \mathbf{O}_{OPT} \mid (O_{OPT_i}, O_{OPT_j}, \mathbf{U}^0_{OPT}) \in \varphi^0_{OPT}\}$$

mit

$\mathbf{V}^0_{OPT}$ — Menge der logischen und technologischen Beziehungen zwischen den Operationen

$$\mathbf{V}'_{OPT} = \{(O_{OPT_i}, O_{OPT_j}) \in \mathbf{O}_{OPT} \times \mathbf{O}_{OPT} \mid (O_{OPT_i}, O_{OPT_j}, \mathbf{U}'_{OPT}) \in \varphi'_{OPT}\}$$

mit

$\mathbf{V}'_{OPT}$ — Menge der Beziehungen zwischen den Operationen einer Klasse bezüglich der Anfangstermine, die durch die Lenkung entstehen.

Bezüglich der den Operationen zugeordneten Operatoren gilt im Ergebnis der Lenkung folgende bewertete Relation:

$\mathbf{F}^1_{OPT} : \mathbf{O}_{OPT} \times$ **OPSCHLNR** $\rightarrow$ **BOP** mit

OPSCHLNR — Menge der Schlüsselnummern der Operatoren

BOP — Menge des Bedarfs einer Operation bezüglich des zugeordneten Operators.

Die Prozeßstruktur $\mathbf{G}_{OPT}$ wird unter Berücksichtigung der beiden Zielfunktionen

— Endterminüberschreitung $\rightarrow$ Min

— Überschreitung der verfügbaren Kapazität $\rightarrow$ Min

gebildet.

Die Aufgabe der Lenkung besteht also darin, die Prozeßstruktur **G** in die Prozeßstruktur $\mathbf{G}_{OPT}$ zu transformieren. Diese Transformation wird in der Operandenstruktur (Bild 3) verdeutlicht. Homomorph dazu kann eine operandenbewertete Prozeßstruktur des Teilprozesses angegeben werden (Bild 4). Ausgangspunkt für die Realisierung des Teilprozesses Lenkung sind die Teilprozesse **IG3** und **IG4**. Im Teilprozeß **IG4** wird die aktuelle Prozeßstruktur des technologischen Basisprozesses aufgebaut, und im Teilprozeß **IG3** werden Informationen über Operationen, die infolge Materialmangels nicht realisiert werden können, für die Lenkung aufbereitet.

Ausgehend von der Prozeßstruktur **G** wird mit Hilfe der Terminierung/Minimaldauer (O^I_1) die potentielle Prozeßstruktur $\mathbf{G}_{TMIND}$ erzeugt, die Voraussetzung für eine nachfolgende Bilanzoptimierung bei festen Kapazitäten (O^I_3) ist. Ergebnis dieser Bilanzoptimierung ist dann die monooptimale Prozeßstruktur $\mathbf{G}^*_{BOFK}$. Anschließend wird in Test 1 (O^I_5) der Zielfunktionswert dieser monooptimalen Prozeßstruktur berechnet und überprüft, ob $\mathbf{G}^*_{BOFK}$ polyoptimal ist. Ist dies der Fall, so entspricht $\mathbf{G}^*_{BOFK}$ nach einer entsprechenden Aufbereitung (O^I_7) der gesuchten Prozeßstruktur $\mathbf{G}_{OPT}$.

Weiterhin kann, ausgehend von der Prozeßstruktur **G** des technologischen Basisprozesses, eine Terminierung/Maximaldauer (O^I_2) realisiert werden. Das Ergebnis ist die potentielle Prozeßstruktur $\mathbf{G}_{TMAXD}$, die Voraussetzung für die nachfolgende Bilanzoptimierung bei festen Terminen (O^I_4) ist. Es entsteht die monooptimale Prozeßstruktur $\mathbf{G}^*_{BOFT}$. In Test 2 (O^I_{61}) wird für diese Prozeßstruktur der Zielfunktionswert berechnet und überprüft, ob diese Prozeßstruktur polyoptimal ist. Ist $\mathbf{G}^*_{BOFT}$ poly-

optimal, dann kann diese Prozeßstruktur nach einer Aufbereitung (O_7^I) in die gesuchte Prozeßstruktur G_{OPT} umgewandelt werden.
Ansonsten wird mit Hilfe der Polybilanzoptimierung (O_{62}^I) eine näherungsweise polyoptimale Prozeßstruktur G_{POLY}^* erzeugt, die in die Prozeßstruktur G_{OPT} umgewandelt werden kann (O_7^I). Die Ergebnisse der Lenkung werden dann im Teilprozeß **IN2** für den technologischen Basisprozeß aufbereitet.

4. Schlußbemerkungen

Der Teilprozeß Lenkung wurde für das Betriebssystem DOS/ES in PL/1 implementiert.
Anhand eines Beispiels (card (**O**) = 265, card (**OP**) = 24) konnte nachgewiesen werden, daß sich die dargestellten Mono- und Polyoptimierungsverfahren unter Ausnutzung der Netzplantechnik zur Lenkung diskreter, diskontinuierlicher Produktionsprozesse der Strukturklasse Halbordnung eignen und zu einer Verbesserung der Optimalität im Produktionsablauf führen.

Literatur

[1] Autorenkollektiv: Anwenderhandbuch zum Leipziger Programmpaket Netzplantechnik. Leipzig: Institut für Aus- und Weiterbildung im Bauwesen 1977.
[2] *Engelien, M.:* Allgemeine Projektierung von Algorithmen — eine Diskussion. Dresden: TU-Information 1980.
[3] *Krönert, M.; Nehm, W.; Petersohn, W.; Stahn, H.:* Produktionslenkung von Montageprozessen. Dresden: TU -Information 1978.
[4] *Nägler, G.:* Ein allgemeines Grundmodell für Ablaufpläne. In: Mathematische Operationsforschung und Statistik 6 (1975) H. 1, S. 55–70.
[5] *Petersohn, U.:* Spezielle Methoden und Algorithmen der diskreten Mono- und Polyoptimierung. Dissertation B, TU Dresden 1980.
[6] *Stahn, H.:* Ein Beitrag zur Analyse und Synthese automatisierter Systeme diskreter technologischer Prozesse. Dissertation B, TU Dresden 1979.

wsr 7416

Doz. Dr.-Ing. habil. *F. Bening*, Rostock[1])

Zur Berechnung der Restwelligkeit von Pulsdemodulatoren

IA 4.5.2.

0. Einleitung

Die Pulslängendemodulation hat sich in der Meßwertfernübertragung einen festen Platz gesichert; ihre Vorzüge sind gute Störsicherheit und geringer Aufwand. Zur Demodulation genügt in einfachen Fällen ein RC-Tiefpaß; bei höheren Anforderungen an Anstiegszeit und Trägerunterdrückung kommen steilere Filter zur Anwendung (Bild 1). Derartige Pulsdemodulatoren sind i. allg. Tiefpaßschaltungen niedriger Ordnung ($n \leqq 4$) mit ruhigem Übergangsverhalten und merklicher Restwelligkeit ΔW im eingeschwungenen Zustand (Bild 2).
Mehrere Literaturstellen behandeln die Ermittlung des stationären Zustandes der Demodulatorausgangsgröße bei periodischer Erregung mit Hilfe der Laplace-Transformation [1] bis [3]; eine Variante soll hier zum Vergleich kurz skizziert werden.
Ausgehend von der Periodendauer T des transformierten Eingangssignals $E_T(p)$, der Systemübertragungsfunktion $G(p)$ und dem Laplace-Periodizitätsfaktor $1/(1 - e^{-pT})$ kann das Ausgangssignal $A(p)$ eines Systems im Bildbereich wie folgt angegeben werden:

$$A(p) = \frac{E_T(p)}{1 - e^{-pT}} \cdot G(p)$$

$$\text{mit} \quad G(p) = \frac{P(p)}{Q(p)} = \sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{p - p_i}. \tag{1}$$

Der Ansatz

$$A(p) = \frac{A_T(p)}{1 - e^{-pT}} + \frac{P_1(p)}{Q_1(p)} = A_{stat}(p) + A_{flüchtig}(p) \tag{2}$$

mit unbekanntem $P_1(p)/Q_1(p)$ zerlegt das Ausgangssignal $A(p)$ in einen periodischen (stationären) und einen aperiodischen (flüchtigen) Anteil.
Benutzt man die für einfache Pole zulässigen Partialbruchzerlegungen in Linearfaktoren:

$$\frac{P_1(p)}{Q_1(p)} = \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{p - p_i} \quad \text{bzw.} \quad \frac{P(p)}{Q(p)} = \sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{p - p_i}$$

und vergleicht die rechten Seiten der Gln. (1) und (2) miteinander, so entsteht die Beziehung:

$$\frac{E_T(p)}{1 - e^{-pT}} \sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{p - p_i} = \frac{A_T(p)}{1 - e^{-pT}} + \sum_{i=1}^{n} \frac{A_i}{p - p_i}. \tag{3}$$

Durch Multiplikation dieses Ausdrucks mit $(p - p_i)$ und nach anschließendem Übergang $p \to p_i$ findet man die gesuchten Koeffizienten A_i:

$$A_i = B_i \frac{E_T(p_i)}{1 - e^{-p_i T}}. \tag{4}$$

Mit Hilfe dieser i. allg. komplexen Größen A_i kann der stationäre Anteil des Ausgangssignals im Laplace-Bereich $A_T(p)$ folgendermaßen geschrieben werden:

$$A_T(p) = E_T(p)\, G(p) - (1 - e^{-pT}) \sum_{i=1}^{n} \frac{B_i}{p - p_i} \frac{E_T(p_i)}{1 - e^{-p_i T}}. \tag{5}$$

Obige Lösung im Bildbereich ist anschließend in den Zeitbereich zurück zu transformieren und liefert den stationären Anteil des Ausgangssignals innerhalb einer Periode.
Wie aus dem skizzierten Lösungsablauf hervorgeht, erfordert der beschriebene Rechengang

1. einen Umweg über den Laplace-Bildbereich mit anschließender Rücktransformation;
2. bei Demodulatorschaltungen höherer Ordnung führt er auf komplexe Partialbruchkoeffizienten A_i, B_i, die einer rechentechnischen Behandlung weniger zugänglich sind als reelle Elemente;
3. ist er auf einfache Pole und echt gebrochene Übertragungsfunktionen beschränkt.

Wie praktische Rechnungen zeigen, erfordert die Auswertung der Gl. (5) bei höhergradigen Filtern erheblichen Rechenaufwand, da zahlreiche zeitverschobene komplexe Lösungsanteile auftreten. Deshalb erscheint es nützlich, auch transformationsfreie Methoden im Zeitbereich zu untersuchen, die ausschließlich reelle Zahlenwerte verarbeiten.

1. Berechnung des stationären Ausgangsgrößenanteils $a_{stat}(t)$ im Zeitbereich

Im klassischen Ansatz für das vollständige Ausgangssignal im Zeitbereich

$$a(t) = a_{stat}(t) + a_{flüchtig}(t), \tag{6}$$

hängt der instationäre Anteil $a_{flüchtig}(t)$ ausschließlich von Demodulatorkenngrößen ab, während die allgemeine Lösung $a(t)$ auch das Eingangssignal berücksichtigt. Um den stationären

[1]) Mitteilung aus der Wilhelm-Pieck-Universität Rostock, Sektion Technische Elektronik.

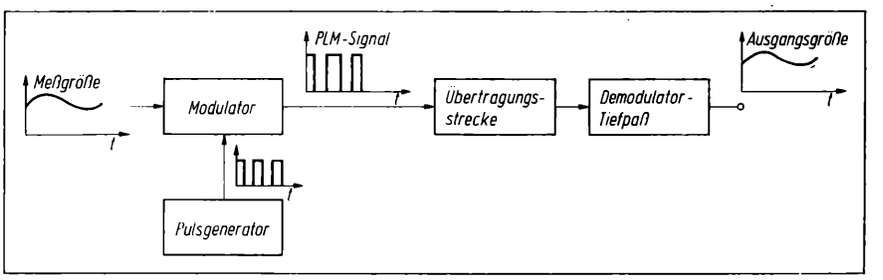


Bild 1. Signalflußplan einer Meßwertübertragungsstrecke mit Pulslängenmodulation

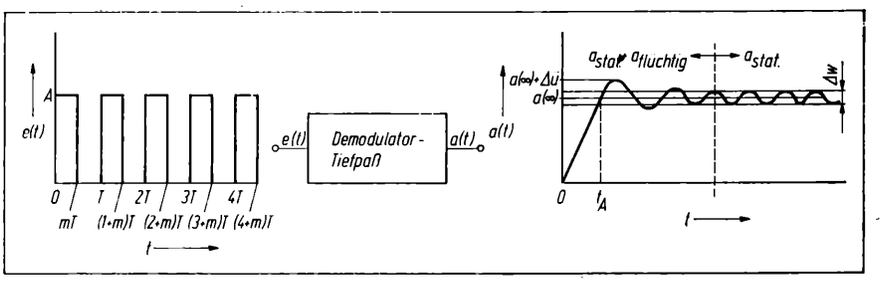


Bild 2. Prinzip der Pulslängenmodulation bei Übertragung einer Gleichgröße (m = konst.)

Das demodulierte Signal $a(t)$ besitzt auch im stationären Zustand eine Störkomponente, die Restwelligkeit ΔW

Lösungsanteil $a_{stat}(t)$ als Träger der gesuchten Restwelligkeit zu finden, sind vorher $a(t)$ und $a_{flüchtig}(t)$ zu bestimmen.

Der allgemeine Ausdruck für $a(t)$ ist bei vorausgesetztem pulsförmigem Eingangssignal sehr einfach in Summenform darstellbar, wenn man die Demodulator-Übergangsfunktion $\ddot{u}(t)$ einsetzt. Wie man aus Bild 2 erkennt, ergibt sich für das Eingangssignal $e(t)$:

$$e(t) = A \sum_{\mu=0}^{\infty} \{1(t - \mu T) - 1[t - (\mu + m)\, T]\}\,, \tag{7}$$

woraus wegen der Linearität und Zeitinvarianz sofort folgt:

$$a(t) = A \sum_{\mu=0}^{\infty} \{\ddot{u}(t - \mu T)\, 1(t - \mu T) - \ddot{u}[t - (\mu + m)\, T] \times \\ \times 1[t - (\mu + m)\, T]\}\,. \tag{8}$$

Das vollständige Ausgangssignal — bestehend aus flüchtigem und stationärem Anteil — erscheint in Form einer Reihensumme von Übergangsfunktionen, deren Komponenten zeitlich versetzt sind. Diese Reihendarstellung für $a(t)$ ist leider für große t-Werte ($t \gg T$) sehr unbequem, da die Anzahl zu summierender Glieder überaus groß wird. Darum verbietet es sich aus Gründen rechnerischen Aufwandes, Gl. (8) direkt zur Bestimmung des stationären Zustandes zu benutzen.

Für kleine t sind in Gl. (8) dagegen nur sehr wenige Terme zu berücksichtigen; die Reihe bricht für $\mu > t/T$ ab, so daß Gl. (9) entsteht:

$$a(t) = A \sum_{\mu=0}^{\mathrm{Int}(t/T)} \ddot{u}(t - \mu T)\, 1(t - \mu T) - \ddot{u}[t - (\mu + m)\, T] \times \\ \times 1[t - (\mu + m)\, T]\}\,. \tag{9}$$

Insbesondere reicht für $0 < t < T$ die Berechnung des 1. Gliedes der Reihensumme aus:

$$a(t)_{1.\mathrm{Per.}} = A\{\ddot{u}(t)\, 1(t) - \ddot{u}(t - mT)\, 1(t - mT)\}\,. \tag{10}$$

Tafel. Ansätze für den Einschwingvorgang $a_{flüchtig}(t)$ bei verschiedenen Polarten

Polart	Ordnung	Einschwingvorgang $a_{flüchtig}(t)$
reell	1	$e^{-\sigma_1 t} \cdot c_0$
	k	$e^{-\sigma_1 t} \sum_{\nu=0}^{K-1} c_\nu t^\nu$
komplex	1	$e^{-\sigma_1 t}(c_0 \sin \omega_1 t + c_1 \cos \omega_1 t)$
	k	$e^{-\sigma_1 t} \sum_{\nu=0}^{k-1} (c_{2\nu} \sin \omega_1 t + c_{2\nu+1} \cos \omega_1 t) \cdot t^\nu$

Da der gesuchte stationäre Anteil $a_{stat}(t)$ periodisch mit T verläuft [Gl. (11)], kann man sich auf die Berechnung der 1. Periode beschränken und benötigt dann einen vergleichsweise geringen Rechenaufwand.

Die Form des flüchtigen Lösungsanteils $a_{flüchtig}(t)$ ergibt sich aus elementaren systemtheoretischen Überlegungen. Sie liefern — abhängig von Polart und Polordnung — die in der Tafel enthaltenen Ansätze.

Die dort genannten Zeitfunktionen kennzeichnen $a_{flüchtig}(t)$ von Gl. (6), wobei die Konstanten c_ν zunächst unbekannt sind. Bei gegebenen Polkoordinaten σ_i, ω_i des Demodulators gelingt es, die c_ν zu finden, wenn man die Periodizität des stationären Lösungsanteils beachtet

$$a_{stat}(t) = a_{stat}(t + \mu T) \tag{11}$$

und μ das Intervall $0 \leqq \mu \leqq (n + 1)$ durchlaufen läßt.

Eine n-polige Übertragungsfunktion des Demodulators erfordert dann $(n + 1)$ lineare Gleichungen zur Ermittlung der c_ν. Berücksichtigt man Gl. (11), so führt der Ansatz

$$a(\mu T) = a_{stat}(\mu T) + a_{flüchtig}(\mu T) \quad \text{mit} \quad 0 \leqq \mu \leqq n \tag{12}$$

auf die Matrixgleichung

$$(M)\begin{pmatrix} c_0 \\ c_1 \\ \vdots \\ c_n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a(0) - a(T) \\ a(0) - a(2T) \\ \vdots \\ a(0) - a(nT) \end{pmatrix}. \tag{13}$$

Hierin ist die Matrix (M) vom Typ (n, n) und enthält demodulatorabhängige reelle Zahlenwerte, während die rechte Spaltenmatrix aus $(n + 1)$ Werten von $a(t)$ besteht, die für ganzzahlige Vielfache der Periodendauer T zu bestimmen sind. Hierzu ist aus Gl. (12) durch Einsetzen von $t = nT$ und anschließende Umformung eine nützliche Rekursionsformel herleitbar:

$$a(\mu T) = a\{(\mu - 1)\, T] + [\ddot{u}(\mu T) - \ddot{u}[(\mu - m)\, T]\}\,; \tag{14}$$

sie liefert die erforderlichen Spaltenmatrixelemente.

Löst man Gl. (13) nach der Spaltenmatrix $(c_0, c_1, \ldots, c_n)$ auf, so resultieren die gesuchten Konstanten des flüchtigen Lösungsanteils als deren Komponenten.

Nachdem die Einzelschritte erläutert wurden, sei ihr Zusammenwirken an einem Beispiel aus der Meßwertübertragungstechnik gezeigt.

2. Beispiel

Ein Meßwertübertragungssystem soll nacheinander unterschiedliche Gleichgrößen übermitteln, die in Form einer längenmodu-

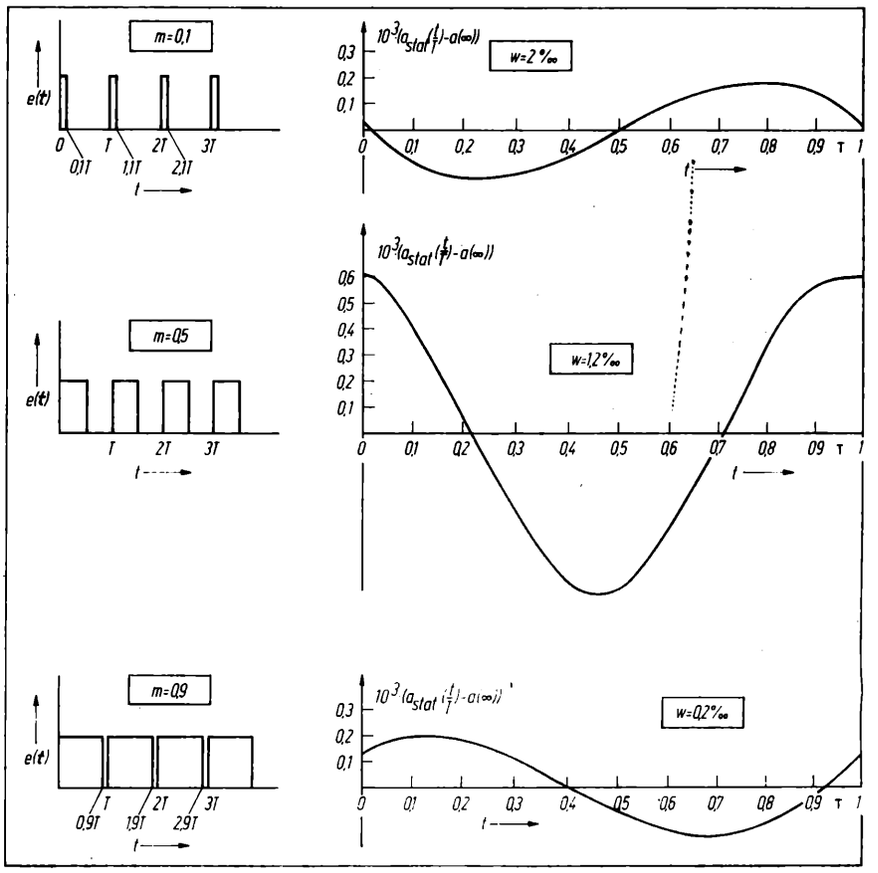


Bild 3. Stationäre Ausgangssignalschwankungen ($\times 10^3$) bei verschiedenen Modulationsgraden m und Gleichgrößenübertragung

Die Restwelligkeit $w = \dfrac{a_{stat}(t/T) - a(\infty)}{a(\infty)}$ überschreitet in keinem Fall 2‰

liierten Pulsfolge mit variablem Modulationsgrad m vorliegen (s. Bild 2). Zugunsten einer hohen Grundwellendämpfung von 60 dB und im Interesse eines überschwingfreien Sprungverhaltens erfolgt die Demodulation durch Bessel-Tiefpaß 3. Ordnung mit einer Grundfrequenz $f_{gr} = 375$ Hz. Die Pulsfrequenz des Trägers beträgt 5 kHz.

Gesucht ist die Restwelligkeit des Ausgangssignals im eingeschwungenen Zustand bei den Modulationsgraden $m = 0{,}1$; 0,5 und 0,9.

2.1. *Hinschreiben der vollständigen Lösung*

Als Demodulatorkenngrößen sind bekannt [5] und [6]

a) die Konstanten $b_1 = 0{,}4772$, $a_1 = 0{,}9996$, $a_2 = 0{,}7560$ der normierten Übertragungsfunktion $G(P)$

$$G(P) = \frac{1}{(1 + a_1 P + b_1 P^2)(1 + a_2 P)} \quad \text{mit} \quad P = \frac{p}{\omega_B} \tag{15}$$

und daraus die normierte Übergangsfunktion $\ddot{u}(t)$ [7]

$$\ddot{u}(t) = \frac{1}{b_1 a_1 \beta}\left\{\frac{1}{\gamma^2 + \delta^2} - \frac{e^{-\beta t}}{(\beta - \gamma)^2 + \delta^2} + e^{-\gamma t}\left[\frac{\dfrac{\gamma - \beta}{\delta}\sin \delta t + \cos \delta t}{(\beta - \gamma)^2 + \delta^2} - \frac{\gamma/\delta \cdot \sin \delta t + \cos \delta t}{\gamma^2 + \delta^2}\right]\right\} \tag{16}$$

worin

$$\beta = \frac{1}{a_2}, \qquad \gamma = \frac{a_1}{2b_1}, \qquad \delta = \sqrt{\frac{1}{b_1} - \left(\frac{a_1}{2b_1}\right)^2}.$$

Mit ihrer Hilfe liefert Gl. (10) dann $a(t)_{1.\text{Periode}}$, wobei wegen der zulässigen Beschränkung auf kleine t-Werte für $0 < t < T$ in der Summendarstellung [Gl. (8)] lediglich der 1. Summand zu berücksichtigen ist, alle anderen Lösungsanteile sind innerhalb der 1. Periodendauer Null.

2.2. *Bestimmen des flüchtigen Lösungsanteils*

Der Demodulator-TP besitzt lt. Voraussetzung einen reellen und zwei komplexe Pole; folglich gilt nach der Tafel der Ansatz

$$a_{\text{flüchtig}}(t) = c_0 e^{-\sigma_0 t} + [c_1 \sin \omega_1 t + c_2 \cos \omega_1 t] e^{-\sigma_1 t}, \tag{17}$$

dessen Konstanten c_0, c_1, c_2 zu bestimmen sind. Durch Einsetzen der Werte $t = 0$, T, $2T$, $3T$ in Gl. (12) gewinnt man die Beziehungen

$$\left.\begin{aligned}
a(0) &= a_{stat}(0) + c_0 + c_2, \\
a(T) &= a_{stat}(0) + c_0 e^{-\sigma_0 T} + [c_1 \sin \omega_1 T + \\
&\quad + c_2 \cos \omega_1 T] e^{-\sigma_1 T}, \\
a(2T) &= a_{stat}(0) + c_0 e^{-\sigma_0 2T} + [c_1 \sin \omega_1 2T + \\
&\quad + c_2 \cos \omega_1 2T] e^{-\sigma_1 2T}, \\
a(3T) &= a_{stat}(0) + c_0 e^{-\sigma_0 3T} + [c_1 \sin \omega_1 3T + \\
&\quad + c_2 \cos \omega_1 3T] e^{-\sigma_1 3T},
\end{aligned}\right\} \tag{18}$$

aus denen nach Umstellung die Matrixform

$$\begin{bmatrix} 1 - e^{-\sigma_0 T} & -e^{-\sigma_1 T}\sin \omega_1 T & 1 - e^{-\sigma_1 T}\cos \omega_1 T \\ 1 - e^{-\sigma_0 2T} & -e^{-\sigma_1 2T}\sin \omega_1 2T & 1 - e^{-\sigma_1 2T}\cos \omega_1 2T \\ 1 - e^{-\sigma_0 3T} & -e^{-\sigma_1 3T}\sin \omega_1 3T & 1 - e^{-\sigma_1 3T}\cos \omega_1 3T \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} c_0 \\ c_1 \\ c_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a(0) - a(T) \\ a(0) - a(2T) \\ a(0) - a(3T) \end{bmatrix} \tag{19}$$

resultiert, die mit bekannten Mitteln nach der Spaltenmatrix (c_0, c_1, c_2) aufzulösen ist.

Es ergeben sich folgende Werte:

m	c_0	c_1	c_2
0,1	−0,1472	−0,1419	0,0471
0,5	−0,8316	−0,7517	0,3309
0,9	−1,6993	−1,4147	0,7992

Anschließend liefert die umgestellte Gl. (6) die Werte des gesuchten stationären Zustandes des Ausgangssignals $a_{stat}(t)$, die im Bild 3 enthalten sind.

Die mit obigem Rechengang erreichten Einsparungen an Rechenaufwand, die aus der zulässigen Beschränkung auf die 1. Periode des Funktionsverlaufs resultiert, wiegt die zusätzlich erforderliche Bestimmung der Konstanten c_ν bei weitem auf, zumal sich als Lösungshilfe (programmierbare) Taschenrechner eignen. Außerdem treten im Verlauf der gesamten Rechnung lediglich reelle Zahlenwerte auf; komplexe Umformungen entfallen vollständig.

Zusammenfassung

Die Überlegungen zeigen, wie man den eingeschwungenen Zustand des Ausgangssignals von Pulslängen-Demodulatoren ohne Beschränkung bezüglich Polart und -ordnung im Zeitbereich finden kann. Als Demodulatorkenngrößen werden die Übergangsfunktion $\ddot{u}(t)$ und die Polkoordinaten seiner Übertragungsfunktion benötigt, die aus der Literatur entnommen werden können [5] bis [7].

Eine Matrix gleichung n-ter Ordnung im Zeitbereich liefert die Koeffizienten des flüchtigen Anteils des Demodulator-Ausgangssignals, mit dessen Hilfe die stationäre Lösung mit relativ geringem Aufwand zu finden ist. Das Verfahren eignet sich gleichermaßen für die Puls-Amplitudendemodulation.

Literatur

[1] *Wunsch, G.:* Systemanalyse (Band 1). Berlin: VEB Verlag Technik 1969.
[2] *Kontorowitsch, M. I.:* Operatorenrechnung und Prozesse in elektrischen Kreisen. Moskau: Nauka 1964.
[3] *Unbehauen, R.:* Systemtheorie. Berlin: Akademie-Verlag 1969.
[4] *Berger, E.; Bienert, H.:* Prinzipien digitaler Kippschaltungen. Westberlin: Siemens Aktiengesellschaft 1971.
[5] *Tietze, U.; Schenk, Ch.:* Halbleiterschaltungstechnik. Westberlin/New York: Springer-Verlag 1974.
[6] *Fritzsche, G.:* Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik. Berlin: VEB Verlag Technik 1972.
[7] *Dobesch, H.; Sulanke, H.:* Zeitfunktionen. Berlin: VEB Verlag Technik 1966.

msr 7389

Dr.-Ing. *J. Thomas*, Dipl.-Ing. *A. Hänsel* und Dipl.-Ing. *B. Riedel*, Dresden[1])

Laborpraktische Ausbildung zur Prozeßautomatisierung mit Rechnern

IA 0.8.

0. Einleitung

Resultierend aus der raschen Weiterentwicklung der Mikroelektronik ergaben sich für die Prozeßautomatisierung mit Rechnern insbesondere in den letzten Jahren grundsätzlich neue Möglichkeiten, die zu einer vervielfachten Anwendungsbreite von Prozeßrechnern, vorrangig in der Form von Mikroprozeßrechnern, führten. Der großen Bedeutung dieser Problematik für die Volkswirtschaft Rechnung tragend, nimmt deshalb diese Form der Automatisierung auch in der Fachausbildung von Automatisierungsingenieuren an Hochschulen, auf die sich die weiteren Überlegungen beschränken sollen, einen wesentlichen Platz ein. Die praktische Ausbildung rückt dabei weiter in den Mittelpunkt, denn erst durch sie werden echt anwendungsbereite Fähigkeiten und Fertigkeiten erzeugt.

Aus diesen Gründen wurde 1977 am Bereich Regelungstechnik und Prozeßsteuerung der Sektion Informationstechnik an der TU Dresden mit dem Aufbau eines solchen Laborpraktikums zur Prozeßautomatisierung mit Rechnern begonnen, durch das vorrangig die Ausbildung von jährlich etwa 50 Studenten der Fachrichtung „Technische Kybernetik und Automatisierungstechnik" auf diesem Gebiet intensiviert werden soll.

Des weiteren ist vorgesehen, das Praktikum auch im Rahmen von Weiterbildungsmaßnahmen zu nutzen.

1. Grundziele und Besonderheiten

Ansgangsbasis bei der Konzipierung des Praktikums bildeten folgende Grundziele:

— Vermittlung grundlegender, anwendungsorientierter Kenntnisse (Herausstellung des Wesentlichen; innerer Aufbau der Funktionseinheiten spielt eine untergeordnete Rolle gegenüber ihren Anwendungseigenschaften)
— praxisnahe Versuche mit modernen, weitgehend industriellen Geräten und anwendungstypischen Programmiersprachen
— Sicherung eines möglichst hohen, längerfristig wirksamen Ausbildungseffektes (z. B. Erzielung einprägsamer Effekte und „Erfolge" durch die Praktikanten)
— aktive, weitgehend selbständige Arbeit der Praktikanten mit dem gesamten Automatisierungssystem (aktives Praktikum, keine Demonstrationen)
— multivalente Nutzung der aufwendigen Praktikumseinrichtungen (z. B. auch für Forschungsaufgaben, wie Dauertests und Standarduntersuchungen mit hohem Wiederholungsgrad).

Aufgrund der umfassenden Verflechtung zwischen Automatisierungs- und Rechentechnik in der Prozeßautomatisierung mit Rechnern führt jedoch die Realisierung dieser Ziele bei der Gestaltung von zugehörigen Laborpraktika zu neuen Dimensionen gegenüber anderen Praktika (z. B. mit konventionellen Automatisierungseinrichtungen) bezüglich

— Aufwand
— Kenntnisvoraussetzungen der Praktikanten
— Komplexität der Problematik
— Gestaltung der Aufgabenstellungen
— Praktikumsorganisation.

Tafel 1 soll dazu eine Übersicht vermitteln.

2. Konzeption des Laborpraktikums

Ausgehend von den für die nächsten Jahre absehbaren, typischen Prozeßrechner-Einsatzfällen wurden drei Praktikumskomplexe vorgesehen:

— „klassische" zentralisierte Kleinprozeßrechner-Anwendung
— Einsatz von Einbau-Mikroprozeßrechnern
— Anwendung dezentralisierter Prozeßrechner-Hierarchien.

[1]) Mitteilung aus der TU Dresden, Sektion Informationstechnik, Bereich Regelungstechnik und Prozeßsteuerung.

Tafel 1. Zusammenstellung von Besonderheiten eines Praktikums zur Prozeßautomatisierung mit Rechnern

Aspekt	Komplex	Beispiele und Spezifika
Aufwand	Gerätetechnik	Prozeßrechner Standard- und Prozeßperipherie Automatisierungsgeräte Gerät, Aggregat, Anlage (Prozeß)
	Versuchsaufbau	Zusammenschaltung der Funktionseinheiten Anpassung an die Praktikumsbedingungen Erarbeitung der Operationssysteme
	Versuchsunterlagen	aufbereitete Unterlagen zu: Aufbau, Wirkungsweise, Programmierung, Benutzung, Programmentwicklung Versuchsanleitungen mit ausreichend vielen Aufgabenvarianten
	Versuchsbetreuung	Vorbereitung, Eingangstest, Durchführung, Wartung, Verbesserung, Aktualisierung
Kenntnisvoraussetzungen	Klein- und Mikroprozeßrechner	Aufbau, Wirkungsweise, Benutzung, Programmierung, Algorithmen
	Modellprozesse (Echtmodelle, Analogrechner)	Aufbau, Funktionsweise, Bedienung, u. U. Programmierung
	Automatisierungsgeräte	Eigenschaften, Anwendung, u. U. Bedienung
	Theorie der automatischen Steuerung	Prozeßanalyse, Algorithmenentwurf, Steuerungsverfahren, Optimierungsmethoden
Komplexität	Verflechtungen zwischen Prozeß, Gerätetechnik, Betriebssystem, Anwendungsprogramm	Programm-Unterbrechung Prozeß-Eingabe/-Ausgabe Überwachung der Automatisierungssysteme
Aufgabenstellungen	Schwierigkeitsgrad	erheblich, bedingt durch hohe Komplexität
	Vielzahl und Vielfalt	groß, um Eigenständigkeit der Lösungen zu sichern
Praktikumsorganisation	Versuchsreihenfolge und -ablauf	feste Reihenfolge aufeinander aufbauender Versuche und Versuchsabschnitte notwendig
	Geräte-Zuverlässigkeit	längerer Ausfall wichtiger Geräte kann Gesamtpraktikum gefährden

Aufgrund pädagogischer Notwendigkeiten muß der einführende Komplex am umfangreichsten ausgelegt werden, denn in ihm wird mit den grundlegenden Problemen vertraut gemacht und damit die Basis für alle weiteren Versuche geschaffen. Da länger eingeführte Kleinprozeßrechner dafür gute Voraussetzungen mitbringen — sie verfügen über eine ausgebaute Gerätetechnik und langjährig erprobte Systemunterlagen — wurde als erster Komplex die Kleinprozeßrechner-Anwendung gewählt. Beispielrechner ist dabei das Kleinrechensystem 4200 des VEB Kombinat Robotron, das auch als Wirtsrechner zur Programmentwicklung für den Mikrorechner K 1520 im zweiten Komplex genutzt wird.

Auch weitere einzuhaltende Randbedingungen beeinflussen die Praktikumskonzeption wesentlich:

- Der mögliche Studienplan-Zeitfonds gestattet etwa maximal 10 Versuche.
- Um die Vorbereitungszeit für die Studenten und den Aufwand in vertretbaren Grenzen zu halten, darf die Anzahl der verwendeten Rechensysteme und Prozeßmodelle nur sehr gering sein, d. h., mehrere Versuche müssen im Sinne von Komplexversuchen im wesentlichen die gleichen oder kompatible Geräte- und Programmsysteme benutzen sowie in ihrem Gedankengehalt aufeinander aufbauen.
- Obwohl die Verwendung problemorientierter Echtzeit-Sprachen ein rascheres Problemlösen ermöglicht und schneller grundsätzliche Einsichten vermittelt, lassen sie sich gegenwärtig wegen fehlender Hard- und Software-Voraussetzungen im Praktikum kaum anwenden.
- Ökonomische und sonstige Faktoren, wie Kosten, Platzbedarf, Betriebsversorgung und -sicherung, sind so günstig wie möglich zu halten.

Aus dem spezifischen Ausbildungsprofil der genannten TU-Fachrichtung ergibt sich weiterhin, daß keine dominierende Ausrichtung der Versuchsinhalte auf spezielle, industriezweiggebundene Anwendungen erfolgen soll, jedoch bilden kontinuierliche Prozesse einen gewissen Schwerpunkt. Auf der Basis der angegebenen Ziele und Randbedingungen wurden im Rahmen der genannten drei Komplexe 10 Versuche konzipiert, wobei Erfahrungen von Bildungseinrichtungen mit ähnlichem Ausbildungsprofil an anderen Hochschulen ausgewertet wurden [1] bis [3] [5] bis [11] und [14]. Eine Zusammenstellung der entworfenen Versuche mit ihren wesentlichen Charakteristika enthält Tafel 2.

Die Grundgedanken der Einzelversuche sollen im folgenden skizziert werden.

Versuch 1: Die Praktikanten erlernen vorrangig die eigenständige Bedienung des Kleinrechensystems 4200 und die Benutzung von Datenerfassungsgeräten, indem sie mit Hilfe der einfachen, problemorientierten Interpretersprache DIWA im Dialogverkehr mit dem Rechner eine wissenschaftlich-technische Aufgabe aus dem Gebiet der Prozeßrechentechnik lösen. So wird eine Variante zur Gewinnung typischer Regelungsalgorithmen, die dann teilweise in den Versuchen 5 und 8 praktisch angewendet werden, genauer untersucht. Dazu ist (s. Bild 1) aus einer gegebenen kontinuierlichen Übertragungsfunktion eine äquivalente diskrete abzuleiten und für ein festgelegtes determiniertes Eingangssignal jeweils die Antwortfunktion zu berechnen, deren Werte zu den Abtastzeitpunkten miteinander verglichen werden. Die Unterschiede sind in Abhängigkeit von der Abtastperiode unter Verwendung eines vorgegebenen Grafik-Druckprogramms gegenüberzustellen. Das für die Praktikumsgruppen benötigte Aufgabenspektrum ergibt sich, indem Übertragungsverhalten und Eingangssignal variiert werden.

Versuch 2: Ziel des Versuches ist es, die Studenten mit grundlegenden Charakteristika des prozeßgekoppelten Echtzeitbetriebes, wie Programm-Unterbrechungen, Zeitsteuerung, Vorrang-Organisation und Einzelbit-Verarbeitung sowie ihrer Berücksichtigung bei der Programmierung vertraut zu machen und das „Einfahren" von Assemblerprogrammen zu üben. Dabei sind die von Studenten entworfenen und erprobten Programm-Module in ein Rahmenprogramm einzupassen, und mit dem Gesamtprogramm ist eine einfache Prozeßsteuerung unter ausschließlicher Verwendung von Binärsignalen durchzuführen. Als möglichst leicht verständliche Steuerstrecke wurde das elektronische Modell des stark vereinfachten Verkehrsflusses an einer Straßenkreuzung gewählt (s. Bild 6), bei der zwei sich nur kreuzende Fahrzeugströme über Ampeln verkehrsdichteabhängig gesteuert werden sollen. Auf jeder der vier Zufahrten ist ein Stau von maximal 11 Fahrzeugen darstellbar. Die Fahrzeugfolge wird durch wandernde Leuchtfelder symbolisiert und kann von Hand oder durch einstellbare Frequenzgeneratoren variiert werden. Prioritätshöhere Unterbrechungen der laufenden Steuerung können durch ein Sonderfahrzeug je Zufahrt auf jeweils einer zweiten Fahrspur ausgelöst werden. Zum Vertrautwerden mit dem Modell läßt sich zu Versuchsbeginn auch eine rechnerunabhängige Handsteuerung durchführen; zur Echtzeiterprobung der geschaffenen Programme ist dann ein stoßfreies Umschalten auf Rechnersteuerung möglich.

Versuche 3, 4 und 5: Diese Versuche bauen inhaltlich unmittelbar aufeinander auf und nutzen gemeinsam als Prozeßmodell eine industriell gefertigte Labor-Klimakammer (Innenvolumen etwa 75 l), die zur Vereinfachung nur als Temperaturkammer mit Luftumwälzung betrieben wird. Die Wärmezufuhr erfolgt über eine durch ein Thyristorstellglied kontinuierlich veränderbare Elektroheizung. Zur Wärmeabfuhr dient ein leitungswassergekühlter Wärmetauscher. Oberhalb der Kammer wurde

Tafel 2. Zusammenstellung der Versuchs-Charakteristika

AS6 Anschlußsteuerung 6; PU Programm-Unterbrechungskanäle; PEA Prozeß-Eingabe/Ausgabe-Einheit; AE/AA Analog-Ein-/Ausgabe; BE/BA Binär-Ein-Ausgabe; IA Impuls-Ausgabe

Nr.	VERSUCHSINHALT Schwerpunkte	weitere Spezifika	GERÄTETECHNIK Rechner	Prozeßkopplung	Prozeßmodell	Betriebsprogramme	Programmiersprache
I. Kleinprozeßrechner-Anwendung							
1.	Aufbau und Bedienung	Algorithmen-Entwurf	KRS 4200	—	—	Interpreter DIWA 4200-T	Dialogsprache DIWA 4200
2.	Arbeitsweise und Programmierung	Grundprobleme des Echtzeitbetriebes		AS6: BE; BA; Zähl-PU;	Straßenkreuzung	Steuerprogrammsystem	Assemblersprache SYPS 4200
3.	Meßwerterfassung und Primärverarbeitung	Auswerteprotokollgestaltung		Labor-PEA: AE;	Temperaturkammer	ESKO 4200	
4.	Prozeßidentifikation	On-line-Parameteridentifikation		AE; AA; BA;		Assembler SUP 4200	
5.	Prozeßführung	RGR und DDC; Auslegung von PID-Algorithmen		AE; AA; BE; BA; IA;		Lader LAD 4200	
II. Mikroprozeßrechner-Anwendung							
6.	Aufbau, Arbeitsweise und Programmierung	Verarbeitung simulierter Meßwerte	K 1520	—	—	Monitor MONI K 1520	Assemblersprache MAPS K 1520
7.	Steuerung eines binären Prüfprozesses	statische Schaltkreisprüfung		Digital-PEA: BE; BA;	IC-Tester	Cross-Assembler CRAS 4200	
8.	Mehrkanal-Rechnerregelung	Inbetriebnahme von Rechnerreglern		Mini-PEA: AE; AA;	Analogrechner		
III. Anwendung dezentralisierter Prozeßrechnersysteme							
9.	Hierarchischer dezentralisierter Rechnerverbund	Experimentelle Aufnahme von Frequenzkennlinien	KRS 4200 1 × K 1520	Mini-PEA: AE; AA; BE; BA;	Analogrechner	ESKO (SUP) LAD MONI CRAS	(Assemblersprachen SYPS und MAPS)
10.	Optimale Prozeßführung	Vorwärts- und Rückwärtssteuerung	KRS 4200 2 × K 1520				

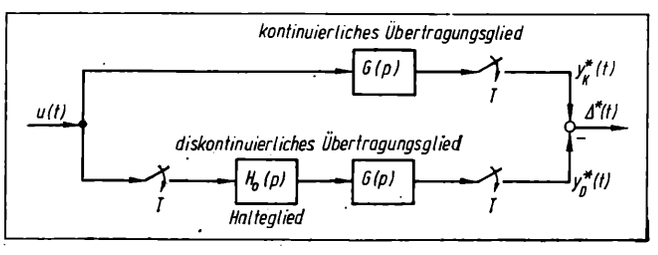
ein Wartenfeld als Aufsatz mit Regler-Leitgerät, Schreiber, Betriebsarten- und Meßstellenumschalter sowie Kontrollanzeigen angeordnet. Zur Temperatur-Istwert-Erfassung werden vier in der Kammer verteilte, trägheitsarme Eigenbau-Widerstandsthermometer eingesetzt.

Die verwendete, modular aufgebaute Eigenbau-Prozeß-Eingabe-/Ausgabe-Einrichtung (PEA) entspricht in wesentlichen Leistungsmerkmalen etwa industriell eingesetzten, die Anzahl ihrer Eingabe-/Ausgabekanäle ist jedoch auf typische Laboranforderungen reduziert. Über ein unter ihr angeordnetes Verteilerfeld erfolgt die Rangierung der Eingabe-/Ausgabeleitungen.

Während im 3. Versuch die Erfassung, Primärverarbeitung und Protokollierung der analogen Prozeßsignale (Temperaturen) im Vordergrund steht, wird im 4. Versuch, ausgehend von diesen Signalen, eine On-line-Parameter-Identifikation des Prozesses durchgeführt. Unter Zugrundelegung der Methode der kleinsten Quadrate werden dabei Sprung-Antwortsignale nach mehreren Verfahren, die für die einzelnen Praktikumsgruppen unterschiedlich sind, ausgewertet. Als vorgegebene Prozeßstrukturen dienen Übertragungsfunktionen mit wenigen Polen und maximal einer Nullstelle. Auf der Basis der identifizierten Prozeßparameter soll dann im 5. Versuch eine günstige Regelung für die Temperaturkammer entworfen und erprobt werden. Dazu kann einmal eine rechnergeführte Regelung (RGR) unter Verwendung des installierten Leitgerätes mit Regler erfolgen, zum anderen läßt sich eine direkte digitale Regelung (DDC) realisieren, bei der der Regler im Leitgerät als Reserveregler (back up) genutzt wird (Bild 2). Zwischen den Betriebsarten Handsollwert, RGR und DDC ist eine stoßfreie Umschaltung möglich. Grundlage der vorgesehenen Regelungsvarianten bilden Algorithmen vom PID-Typ, für die günstige Konstanten nach den Verfahren von *Reinisch* bzw. *Chestnut-Mayer* [4] durch die Studenten zu ermitteln sind.

Bild 1. Signalflußplan zur Aufgabenstellung im Versuch 1

$G(p)$ Übertragungsfunktion, z. B. $PT_2 \ldots PIDT_1$; $u(t)$ Sprung-, Rampen- oder harmonisches Eingangssignal; $y(t)$ Ausgangssignal; T Abtastperiodendauer; $\Delta^*(t)$ zu berechnende Differenzen



Versuch 6: Hier sollen die Grundlagen für den II. Komplex des Praktikums, die Mikroprozeßrechner-Anwendung, gelegt werden. Da vorher mindestens die zwei Grundlagenversuche zur Kleinprozeßrechner-Anwendung absolviert wurden, kann auf die dort vertieften Kenntnisse zu Aufbau, Arbeitsweise und Programmierung von Prozeßrechnern zurückgegriffen werden, so daß in diesem Versuch vorrangig die Unterschiede dazu und solche neuen Aspekte darzustellen sind, wie die Programmentwicklung bei Kurzwortrechnern unter Einbeziehung von Entwicklungssystemen und Wirtsrechnern sowie die Arbeit mit hochintegrierten, programmierbaren Eingabe-/Ausgabe-Schaltkreisen. Ausgehend von einer praxisorientierten Aufgabenstellung wird folgende Rahmenaufgabe gelöst:

Von einem angenommenen Digitalmeßgerät bzw. binären Signalgebern werden Daten geliefert, die über den Lochbandleser in den Rechner eingegeben und dort auf Einhaltung vorgegebener logischer Bedingungen bzw. statistisch ausgewertet werden. Um geforderte Echtzeitbedingungen einzuhalten, ist der Zähler-/Zeitgeber-Schaltkreis des Rechners durch die Praktikanten entsprechend zu programmieren.

Für die Programmentwicklung wird, wie auch im nächsten Versuch, der Cross-Assembler CRAS 4200-K 1520, perspektivisch auch ein Basisassembler, eingesetzt.

Versuch 7: Gegenstand dieses Versuches ist ein mikrorechnergesteuertes Prüfgerät, bestehend aus dem Mikrorechner K 1520, einer 24bit-Digital-PEA und dem IC-Tester (Bild 3), mit dem einfache, niedrigintegrierte TTL-Schaltkreise, wie Gatter und

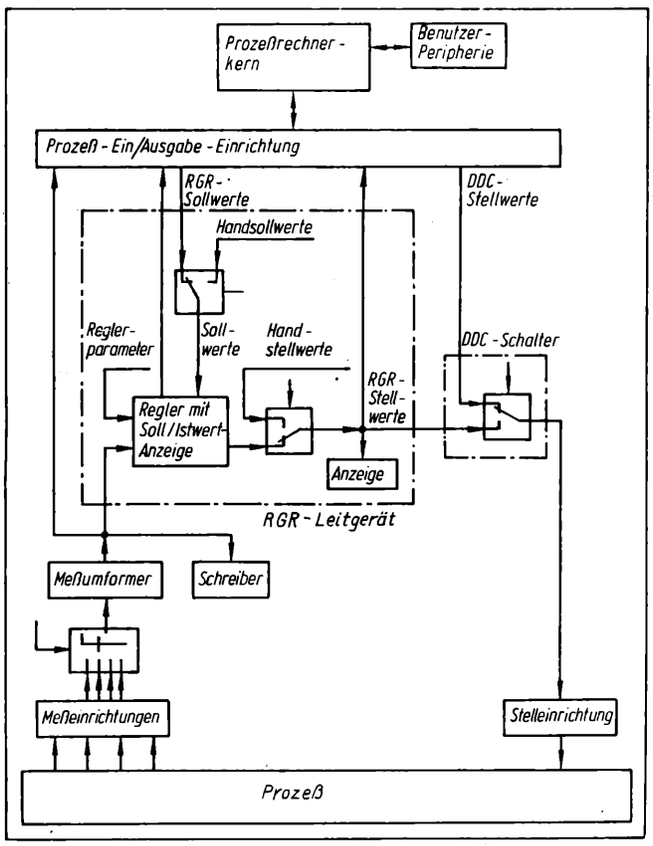


Bild 2. Prinzipschaltbild zu den Versuchen 3, 4 und 5

Flip-Flop-Varianten, z. B. aus den DDR-Schaltkreisfamilien D 100 und D 200, statisch getestet werden können. Die Studenten erarbeiten für jeweils einen Schaltkreistyp den direkt zur Prüfung notwendigen Programm-Modul; das Rahmenprogramm wird ihnen vorgegeben. Aus pädagogischen Gründen ist mit dem Testgerät auch eine Prüfung im Handbetrieb und im rechnergesteuerten Schrittbetrieb (je Schritt 6 s Haltezeit) möglich. Dabei werden die binären Eingangs-/Ausgangssignale des Schaltkreises durch die jedem Pin zugeordnete Leuchtdiode angezeigt.

Dieser relativ leicht überschaubare Einsatzfall soll die sehr günstige Anwendung von Mikrorechnern als Einbau-Geräterechner, wenn nur binäre Signale auftreten, veranschaulichen.

Versuch 8: In ihm wird ein Mehrkanal-Mikrorechnerregler, der in seinen Grundfunktionen industriell gefertigten digitalen Reglern entspricht, bezüglich seiner Anwendungseigenschaften an verschiedenen Regelstrecken bei Variation der Algorithmen und Abtastzeiten durch die Praktikanten untersucht. Die Größe der zu wählenden Reglerparameter ist aus einem durchzuführenden Entwurf für ein günstiges Regelkreisverhalten abzuleiten. Zur Realisierung der Modellprozesse dient ein Eigenbau—Ausbildungsanalogrechner, der sich aufgrund seiner übersichtlichen Gestaltung gut für die Eigenprogrammierung durch die Studenten eignet.

Versuche 9 und 10: Anliegen dieser zwei Versuche ist es, die Studenten mit Grundproblemen beim Aufbau dezentralisierter Rechnersysteme für die Prozeßautomatisierung vertraut zu machen. Dazu werden ein bzw. im 10. Versuch zwei Mikrorechner als Basiseinheiten mit einem übergeordneten Kleinrechner R 4200 (perspektivisch ein Rechner aus der Familie K 1600) als Leitrechner zu einem einfachsten hierarchischen System verbunden. Zur Prozeßsimulation dient wiederum ein Analogrechner. Um die Problematik des Betriebs verkoppelter Rechner in den Vordergrund zu stellen, wird im 9. Versuch als einfache Aufgabenstellung eine rechnerautomatisierte Kennwertermittlung mit harmonischen Testsignalen so durchgeführt, daß als Ergebnis Frequenzgang-Ortskurven (nach *Nyquist*) bzw. logarithmische Frequenzkennlinien (nach *Bode*) grafisch ausgegeben werden.

Der Mikrorechner übernimmt dabei Signalerzeugung, Meßwerterfassung und -aufbereitung, während der übergeordnete Kleinrechner die aufwendigere Arbeit im Gleitkommaformat durchführt, also insbesondere die Ortskurvenpunkte sowie die identifizierten Parameter berechnet und über Analogplotter bzw. Farbdisplay ausgibt.

Im 10. Versuch soll dann eine statische Optimierung an einem auf dem Analogrechner simulierten Prozeß erfolgen, wobei als Suchverfahren die achsparallele Suche und einfache Gradientenverfahren vorgesehen sind. Dieser Suche am Prozeß soll zum Vergleich eine Vorwärtssteuerung (Modellverfahren) gegenübergestellt werden.

In diesen letzten beiden Versuchen tritt die Programmerarbeitung durch die Studenten in den Hintergrund, damit sie sich stärker auf die komplizierteren Zusammenhänge konzentrieren können. So soll im 10. Versuch das gesamte Programmsystem modular vorgegeben werden; seine zweckmäßige Aktivierung erfolgt durch programmierte und operative Rufe.

3. Praktikumsablauf und -methodik

Der organisatorische Gesamtablauf des Praktikums muß fast durchgängig als streng einzuhaltende Versuchsreihe erfolgen,

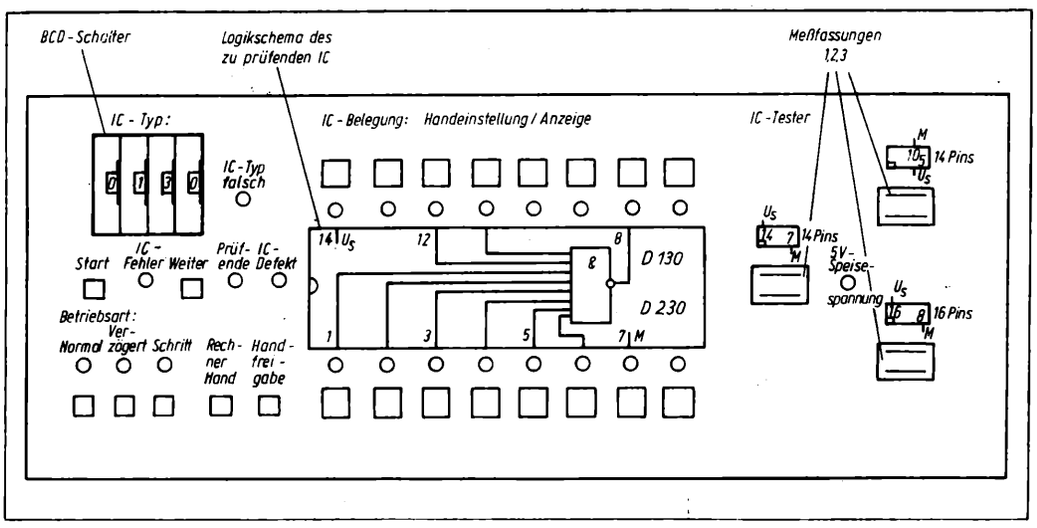


Bild 3. Frontplatte des IC-Testers mit auswechselbarem Logikschema für den Versuch 7
(○ Leuchtdiode; □ Taster)

denn Umfang und Komplexität der Versuchseinrichtungen sowie die daraus resultierenden inhaltlichen Abhängigkeiten erlauben keine zyklische Vertauschung der Versuche. Um die sich aus einer reinen Versuchsreihe ergebenden Stundenplan-organisatorischen Probleme abzuschwächen, ist ein teilparalleler Ablauf, wie im Bild 4 gezeigt, möglich.

Das Bild vermittelt auch einen Überblick über die zeitliche Lage der Praktikumsversuche innerhalb des Fachstudiums. Ein wesentliches Kriterium für die angegebene Zuordnung zu den Semestern ergibt sich aus dem im 7. Semester liegenden Ingenieur-Praktikum, da ein großer Teil der Studenten bereits in ihm gefestigte prozeßrechentechnische Grundkenntnisse zur Lösung der dort gestellten Aufgaben benötigt. Um eine hohe Ausbildungsintensität im Praktikum zu erreichen, wurde versucht, die Stärke der Praktikumsgruppen so klein wie möglich zu halten. Die wahrscheinlich optimale Gruppengröße von zwei Studenten konnte jedoch aus gerätetechnischen und Aufwandsgründen nur bei den Grundlagenversuchen 1 und 6 realisiert werden; ansonsten wird in Vierergruppen gearbeitet. Für die sich damit i. allg. ergebende Anzahl von etwa 12 Praktikumsgruppen mußte eine feste Zuordnung zwischen Versuchsinhalten, -dauern und -terminen getroffen werden, um den organisatorischen Ablauf mit vertretbarem Aufwand zu beherrschen.

Die gewählte Methodik innerhalb eines Versuches stellt eine Mischform zwischen algorithmierter, angeleiteter und heuristischer Tätigkeit der Studenten dar (vgl. dazu [7]). Die fest vorgegebene Gerätetechnik läßt den Praktikanten zwar nur geringe Freiheiten, demgegenüber sind diese bei der Programmierung aber so groß, daß eine Reihe von Vorgaben gemacht werden müssen, um von den Praktikanten Programme zu erhalten, die vom Betreuer in vertretbarer Zeit übersehbar und u. U. korrigierbar sind.

Für eine effektive Arbeit der Studenten mit dem Automatisierungssystem ist es notwendig, den Ablauf der einzelnen Versuche in mehreren Etappen durchzuführen. So ergeben sich bei den einführenden Versuchen folgende, terminlich getrennte Versuchsabschnitte:

- Spezialseminar mit Programmierübung
- Konsultation am Rechner und Prozeßmodell
- Kontrolle der Versuchsvorbereitung einschließlich des entworfenen Programms, verbunden mit einem schriftlichen Versuchseingangstest
- selbständiges Ablochen des Programms
- weitgehend eigenständige Versuchsdurchführung, verbunden mit einer Auswertung.

Zwischen den Terminen muß soviel Zeit bleiben, daß die Studenten ihre Kenntnisse und Programme iterativ verbessern können, und es müssen Möglichkeiten bestehen, Wiederholungstermine einzuschieben.

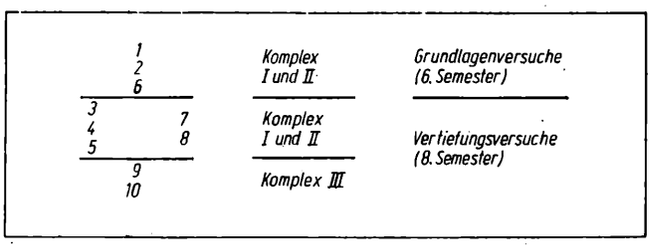


Bild 4. Schema der möglichen, teilparallelen Versuchsreihenfolge, dargestellt anhand der Versuchsnummern

(die Grundlagenversuche laufen parallel zu den fachspezifischen Vorlesungen)

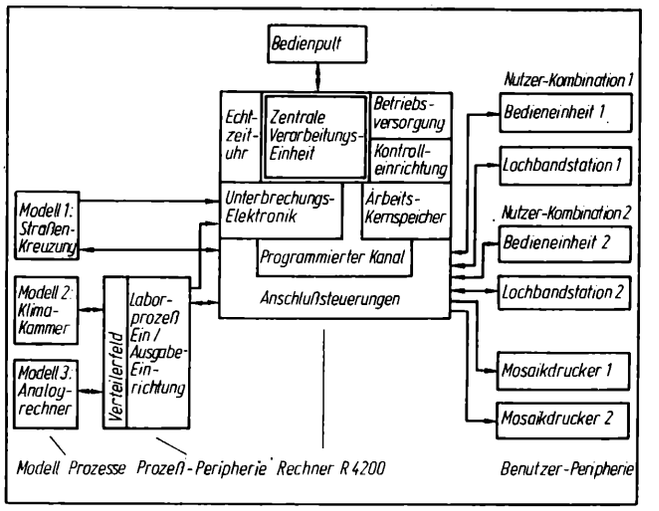


Bild 5. Gerätekonfiguration zum Praktikumskomplex I „Mikroprozeßrechner-Anwendung"

Bedieneinheit: Bildschirmbedieneinheit oder Bediendrucker oder Schreibmaschine; Lochbandstation: Lochbandleser und -stanzer

4. Materiell-technische und personelle Aufwendungen

Wie bereits aus Tafel 1 ableitbar, sind die Aufwendungen für ein größeres Praktikum zur Prozeßautomatisierung mit Rechnern, das eine möglichst völlig selbständige Arbeit der Studenten zum Ziel hat, außerordentlich hoch. Während das bezüglich der Gerätetechnik, bis auf die Eigenbauten, recht offensichtlich ist (die im Praktikum für den Komplex I eingesetzte Gerätekonfiguration zeigt — als Beispiel — Bild 5), wird der Aufwand für die Erarbeitung der Operationssysteme, Beschreibungen und Lehrunterlagen meist stark unterschätzt. Das liegt zum einen an dem zu schaffenden notwendigen Spektrum von Aufgabenstellungen, denn da das angestrebte Ergebnis der Versuche meist darin besteht, funktionstüchtige Programme zu erzeugen, die als Protokoll gedruckt oder sogar maschinenlesbar vorliegen und damit leicht durch die folgenden Praktikumsgruppen „nachgenutzt" werden können, muß eine ausreichende Aufgabenvielfalt vorhanden sein. Zum anderen genügen die vom Hersteller der Rechenanlagen gelieferten Unterlagen und Programmbeschreibungen i. allg. nicht pädagogischen Anforderungen. Folglich müssen in größerem Maße Kurzanleitungen zur Programmierung und Nutzung der Rechensysteme erarbeitet werden, um das Praktikum mit einem vertretbaren Einarbeitungsaufwand für die Studenten durchführen zu können.

Aus diesen Darlegungen wird unmittelbar der hohe personelle Aufwand ersichtlich, der insbesondere konzentriert für den Erstaufbau und die rasche Inbetriebnahme der Versuche erforderlich ist, um der außerordentlichen Dynamik des Fachgebietes einigermaßen gerecht zu werden.

5. Realisierungsstand und Auswertung bisheriger Ergebnisse

Von den insgesamt vorgesehenen 10 Versuchen sind gegenwärtig die Versuche 1, 2, 3, 6 und 7 vollständig realisiert. Dazu mußten gerätetechnisch alle drei für das Gesamtpraktikum benötigten Eigenbau-Prozeßmodelle sowie die Prozeß-Eingabe-/Ausgabe-Einrichtungen fertiggestellt werden (Beispiele zeigen die Bilder 6, 7, 8). Bezüglich der Lehrunterlagen fiel gleichfalls die Hauptarbeit an, da die Kurzanleitungen zu den drei verwendeten Programmiersprachen und ihren Übersetzern sowie die Beschreibungen für die umfassende Nutzung der Rechner (entspr. Tafel 2, letzte zwei Spalten) und die eigentlichen fünf Versuchsanleitungen zu erarbeiten waren (Gesamtumfang aller bisherigen Unterlagen etwa 2 bis 3 Lehrbriefe). Die Durchführung dieser fünf Versuche führte bei den Praktikanten neben einer erheblichen

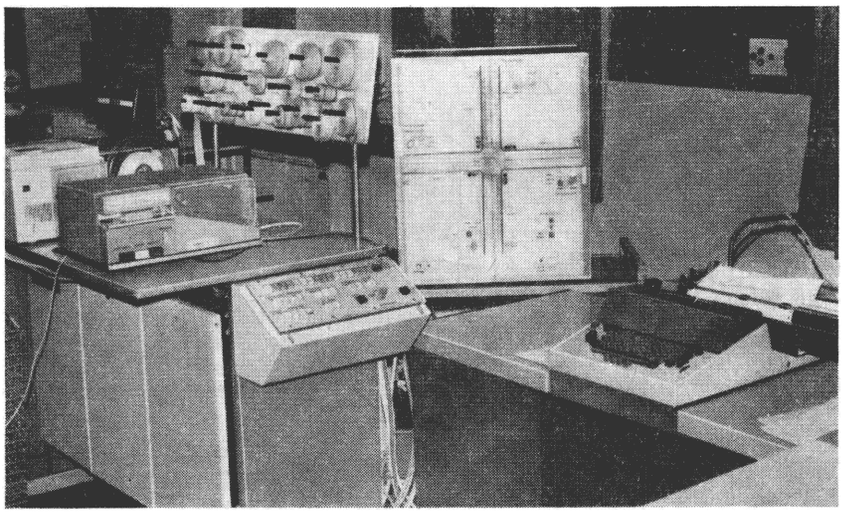
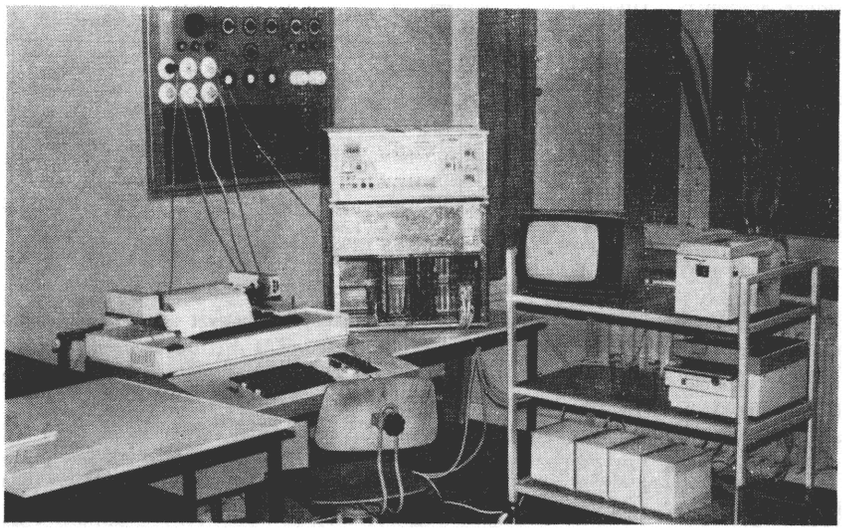


Bild 6. Versuchsplatz zum Versuch 2



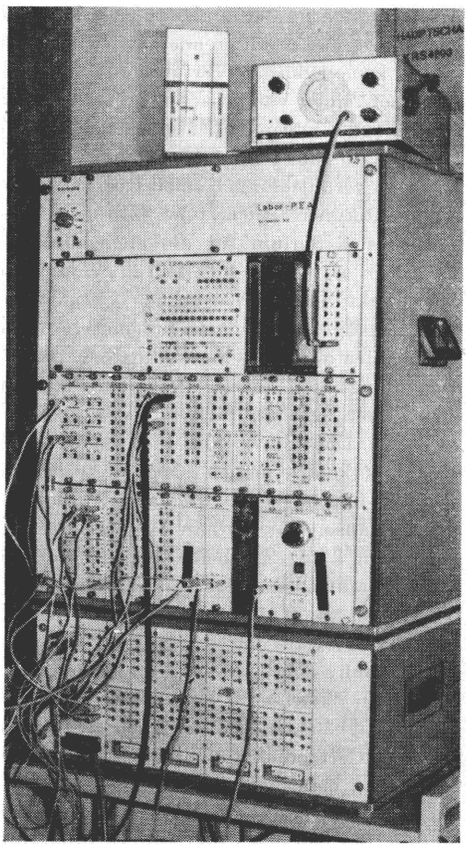


Bild 7. Frontansicht der in den Versuchen 3, 4 und 5 verwendeten Labor-Prozeß-Eingabe-/Ausgabe-Einrichtung mit darunter angeordnetem Rangierfeld für die Prozeßanschlußleitungen

Bild 8. Versuchsplatz zum Versuch 7

Erkenntnisvertiefung des Vorlesungsstoffes vor allem zu einem Vertrautwerden mit der Programmentwicklung bei Klein- und Mikroprozeßrechnern als wesentliche Voraussetzung für ihre effektive Anwendung. Die Studenten lernten, die Prozeßrechentechnik als leistungsfähiges Handwerkszeug des Automatisierungstechnikers zu nutzen und — teilweise — zu schätzen. Der dafür notwendige hohe Zeitaufwand für die Praktikanten wurde sichtbar. Als besonders wichtig für eine hohe Ausbildungseffektivität erwies sich die konsequente Durchführung des schriftlichen Versuchs-Eingangstests (etwa 10 kurze Fragen in ungefähr 10 ... 15 min) mit Sofortauswertung und, falls er nicht bestanden wurde, seine Wiederholung, bis eine ausreichende Versuchsvorbereitung nachgewiesen werden konnte. Für die Versuche 4 und 8 wurde die Ersterprobung im Studentenbetrieb während des Frühjahrssemesters 1981 durchgeführt, für die restlichen drei ist sie ein Jahr später vorgesehen.

Literatur

[1] *Balke, H. G.; Jehmlich, W.; Martinek, P.:* Praktische Demonstration der Möglichkeiten eines Prozeßrechners zur Meßwerterfassung und -verarbeitung. msr 17 ap (1974) H. 11, S. 260—262; msr 18 ap (1975) H. 4, S. 91 bis 93.

[2] *Böhme, U.; Körnig, J.; Reinemann, G.:* Einsatz eines Prozeßrechners zur Unterstützung verfahrenstechnischer Praktika. rechentechnik/datenverarbeitung 12 (1975) H. 7, S. 36—39.

[3] *Baudrexel, T.; Günther, M.; Nagies, P.:* Methodische und inhaltliche Probleme eines Praktikums „Prozeßrechentechnik". Preprints des 21. Int. Wiss. Kolloquiums (Heft 1, Reihe A1) der TH Ilmenau 1976.

[4] *Burmeister, H. L.:* Theoretische Regelungstechnik (Teil 5); Lehrheft zum Gebrauch neben der Vorlesung bestimmt. TU Dresden, Sektion Informationstechnik, Bereich 3, 1973.

[5] *Depping, F.; Weigel, J.:* Ein Praktikum „Prozeßrechentechnik" für die Ingenieurausbildung. Regelungstechnik 26 (1978) H. 6, S. 182—188.

[6] *Dion, J. M.; Gentil, S.; Guerin, J. P.; Liard, C.; Nougaret, M.:* An hybrid laboratory for graduate students in modern control theory. Preprints zum IFAC-Symposium in Barcelona 1977.

[7] *Geiger, K.:* Ergebnisse einer Analyse gegenwärtig existierender Laborpraktika (Monografie). TU Dresden, Sektion Berufspädagogik, 1980.

[8] *Hofmann, D.:* Das Prozeßrechnerpraktikum — ein wichtiger Beitrag zur Ausbildung. Preprints des 21. Int. Wiss. Kolloquiums (Heft 1, Reihe A1) der TH Ilmenau 1976.

[9] *Leupold, W.:* Probleme und Erfahrungen beim Einsatz eines Prozeßrechners im Praktikum „Elektronik/Schaltungstechnik". Preprints des 21. Int. Wiss. Kolloquiums (Heft 1, Reihe A1) der TH Ilmenau 1976.

[10] *Pulow, O.:* Erfahrungen mit einem Mikroprozessor-Praktikum in der Aus- und Weiterbildung. rfe 27 (1978) H. 12, S. 768—770.

[11] *Reinhardt, H.:* Ausbildungsziele und Erfahrungen im Lehrfach Automatische Prozeßsteuerung für verfahrenstechnische Fachrichtungen der Bergakademie Freiberg. Preprints des 21. Int. Wiss. Kolloquiums (Heft 1, Reihe A1) der TH Ilmenau 1976.

[12] *Thomas, J.; Hänsel, A.:* Geräte- und Rechentechnik für Prozeßsteuerungen (Laborpraktikum „Prozeßrechentechnik"). TU Dresden, Sektion Informationstechnik, Bericht 35/1978.

[13] *Thomas, J.; Hänsel, A.; Riedel, B.:* Geräte- und Rechentechnik für Prozeßsteuerungen (Laborpraktikum „Prozeßrechentechnik"). TU Dresden, Sektion Informationstechnik, Bericht 36/1980.

[14] Lehrunterlagen zu prozeß- und mikrorechentechnischen Labor-Praktika der TU Dresden, Sektion Informationstechnik, Bereich 2, der TH Karl-Marx-Stadt, Sektion Automatisierungstechnik, der TH Ilmenau, Sektion Technische und Biomedizinische Kybernetik, der TH „Otto von Guericke" Magdeburg, Sektion Kybernetik und Elektrotechnik, der TH „Carl Schorlemmer" Leuna-Merseburg, Sektion Mathematik und Rechentechnik/Rechenzentrum, der HfV „Friedrich List" Dresden, Sektion Technische Verkehrskybernetik, der Bergakademie Freiberg, Sektion Maschinen- und Energietechnik, der IH Dresden, Rechenzentrum.

msr 7417

Programmierbare nichtnumerische Steuerungen (XII)[1)]

Dr.-Ing. *G. Roland*, Karl-Marx-Stadt

Programmierbares Steuerungs- und Baugruppensystem PS 2000

An die konstruktive Gestaltung der Baugruppe wurden folgende Forderungen gestellt:

- Der Prüfadapter muß durch die Rangierverteilerverkabelung hindurch steckbar sein.
- Im Bereich dieser Verkabelung muß er ein Minimum an Bauhöhe haben.
- Die Verkabelung darf nicht durch scharfkantige Lötanschlüsse beschädigt werden.
- Die Anzeigeelemente müssen gut sichtbar sein.
- Alle elektronischen Bauelemente sind vor Berührung zu schützen.

Alle genannten Forderungen konnten mit der Lösung nach Bild 35 realisiert werden.
Die Steckbarkeit durch die Rangierverteilerverkabelung sowie eine minimale Bauhöhe wurden durch Verlängerung der Leiterplatte in diesem Bereich sowie den Einsatz eines zweireihigen EFS-Steckverbinders mit einer Bauhöhe von nur 10 mm erreicht. Scharfkantige Lötanschlüsse wurden durch Verwendung des Handlötanschlusses an diesem Steckverbinder, den Einsatz von Bandleitung sowie die Anordnung einer Piacrylabdeckung für alle elektronischen Bauelemente vermieden. Mit dieser Maßnahme konnten gleichzeitig eine gute Sichtbarkeit der Anzeigeelemente sowie ein Berührungsschutz für alle elektronischen Bauelemente erreicht werden.

1.8. Konstruktive Gestaltung

An die konstruktive Gestaltung des Erzeugnisses wurden folgende Forderungen gestellt:

- Umfassender Einsatz von EGS-Teilen
- Wahrung des Baugruppencharakters

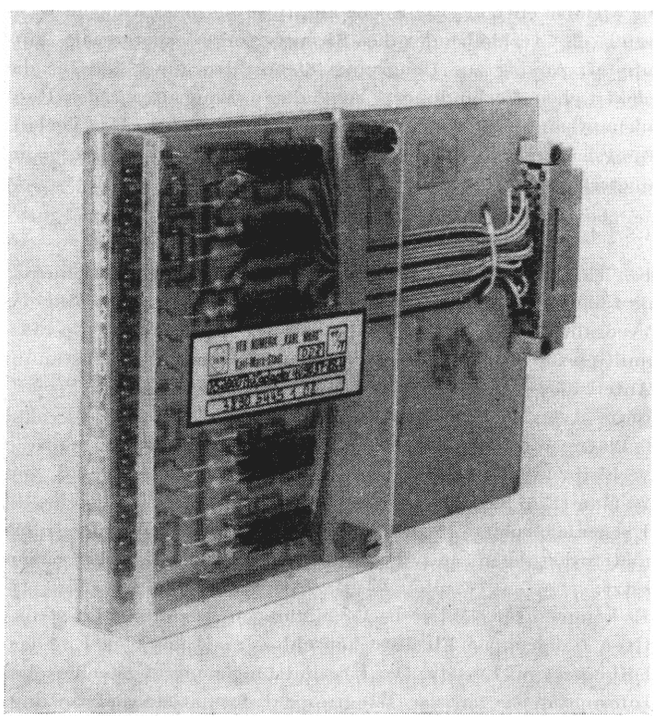


Bild 35. Prüfadapter

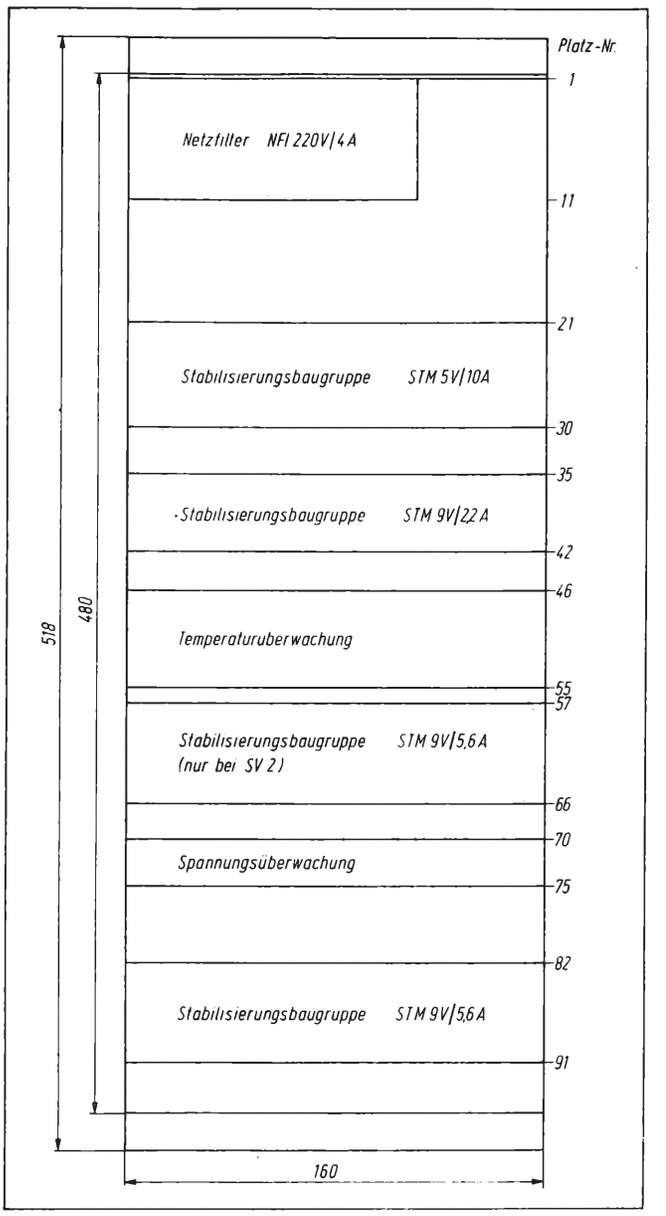


Bild 36. Stromversorgung PS 2000
(Darstellung um 90° gedreht)

- Realisierung als Baugruppenträger bzw. Rahmenaufbau zum Einbau in Gefäßsysteme der Anwender und Realisierung mit selbständigem Gefäßsystem
- Sicherung einer zulässigen Umgebungstemperatur von +55 °C bei Ausführung als Baugruppenträger oder Rahmenaufbau
- Sicherung einer zulässigen Umgebungstemperatur von +40 °C und des Schutzgrades IP 43 nach TGL 15165 bei Einsatz eines Schrankes
- Es sind konstruktive Voraussetzungen zu schaffen, um rationelle technologische Fertigungsverfahren anwenden zu können
- Die Anpassung der Prozeßverkabelung an die Peripheriebaugruppen ist als Bestandteil der Steuerung durch geeignete konstruktive Maßnahmen zu sichern.
  Es ist eine Unterflurverlegung der Prozeßverkabelung zugrunde zu legen.

[1)] Teil XI erschien im Heft 12/1981.

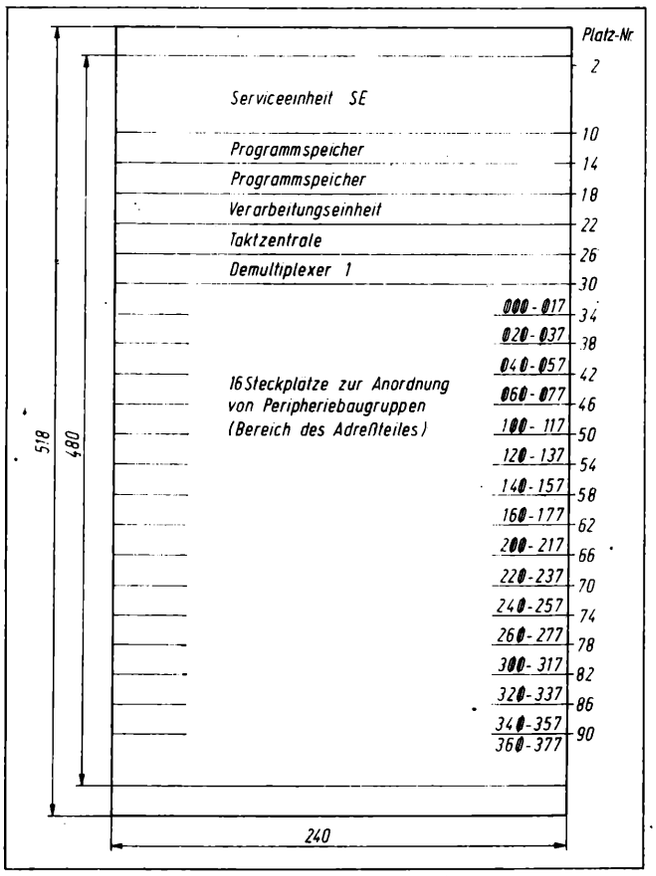


Bild 37. Informationsverarbeitung/Grundausrüstung PS 2000
(Darstellung um 90° gedreht)

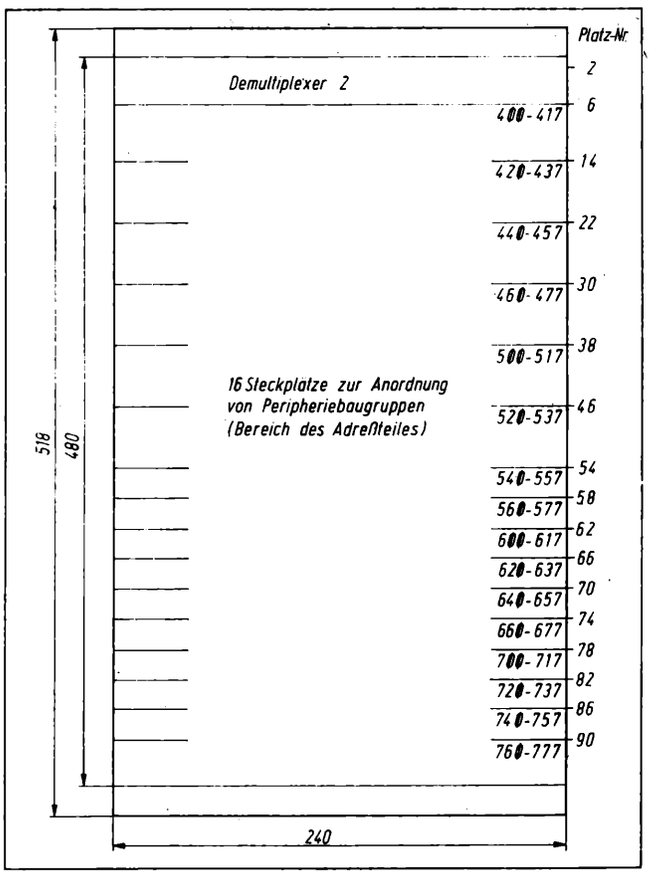


Bild 38. Informationsverarbeitung/Erweiterung PS 2000
(Darstellung um 90° gedreht)

1.8.1. Konstruktive Baugruppen

1.8.1.1. Stromversorgung PS 2000

In dieser Baugruppe sind die unter Abschn. 1.5. beschriebenen Stabilisierungsbaugruppen STM 5 V/10 A, STM 9 V/2,2 A, STM 9 V/5, 6 A, das Netzfilter NFI 220 V/4 A sowie die Spannungs- und Temperaturüberwachungsbaugruppen enthalten (Bild 36). Sie werden von einem EGS-Baugruppenträger mit den Abmessungen 160 mm × 480 mm × 240 mm aufgenommen. Die Verdrahtung der genannten Baugruppen untereinander erfolgt mit einer gedruckten Leiterplatte (160 mm × 480 mm), während die erforderlichen elektrischen Verbindungen zu den weiteren Baugruppen des Rahmenaufbaues durch in die gedruckte Leiterplatte eingelötete Flachsteckanschlüsse gesichert werden.

1.8.1.2. Lüfterbaugruppe PS 2000

Diese Baugruppe mit den Abmessungen 100 mm × 480 mm × × 240 mm ist erforderlich, um die zuverlässige Arbeitsweise der Stromversorgungsbaugruppe bis zu einer Umgebungstemperatur von +55 °C zu gewährleisten. Sie enthält zwei Ventilatoren vom Typ LANP 140.4 mit einer Luftleistung von je 0,04 m³/s. Außerdem verfügt sie über eine Luftstromüberwachung für jeden Ventilator, deren elektrischer Anschluß direkt vom Rangierverteiler aus erfolgt.

1.8.1.3. Informationsverarbeitung/Grundausrüstung PS 2000

Für die Baugruppe kommt ein EGS-Baugruppenträger mit den Abmessungen 240 mm × 480 mm × 240 mm zur Anwendung. Dabei bilden die Kartenbaugruppen Serviceeinheit, Verarbeitungseinheit, Taktzentrale und Demultiplexer 1 den konstanten Anteil der Informationsverarbeitung, projektierbar sind maximal 2 Kartenbaugruppen Programmspeicher sowie 16 Steckplätze für Peripheriebaugruppen. Das Rastermaß für die Peripheriebaugruppenplätze beträgt 20 mm (Bild 37). Die serielle Arbeitsweise der Steuerung bewirkt eine sehr geringe Anzahl elektrischer Verbindungen für die verschiedenen Kartenbaugruppen. Die Verdrahtung innerhalb der Baugruppe Informationsverarbeitung/Grundausrüstung konnte mit einer gedruckten 2-Ebenenleiterplatte (240 mm × 480 mm) ausgeführt werden. Dabei enthält eine Ebene alle Informationsleitungen, während die verbleibende die Stromversorgungspotentiale aufnimmt. Analog zur Baugruppe Stromversorgung sind für die elektrischen Verbindungen zu anderen Baugruppen des Rahmenaufbaues Flachsteckanschlüsse vorgesehen. Als Verbindungsleitungen dienen flexible Einaderleitungen mit angequetschten Flachsteckhülsen.

1.8.1.4. Informationsverarbeitung/Erweiterung PS 2000

Ein EGS-Baugruppenträger mit den Abmessungen 240 mm × × 480 mm × 240 mm nimmt die Kartenbaugruppen und die Verdrahtung dieser Baugruppe auf. Die Kartenbaugruppe Demultiplexer 2 bildet den problemunabhängigen konstanten Anteil dieser Baugruppe, während 16 Steckplätze zur Projektierung von Peripheriebaugruppen vorgesehen sind. Davon sind 6 Plätze mit einem Rastermaß von 40 mm festgelegt, und die verbleibenden 10 Plätze verfügen über ein Rastermaß von 20 mm (Bild 38). Auch bei dieser Baugruppe wurde eine 2-Ebenenleiterplatte (240 × 480 mm) zur Verdrahtung der Informationsleitungen und der Stromversorgungspotentiale eingesetzt.

Es kommen für elektrische Verbindungen zu anderen konstruktiven Baugruppen Flachsteckanschlüsse mit flexiblen Einaderleitungen zum Einsatz. Der Übermittlung steuerungstechnischer Informationen von der Baugruppe Informationsverarbeitung/Grundausrüstung zur Erweiterung dient eine Verbindungsleitung zwischen der Serviceeinheit und dem Demultiplexer 2.

msr 7177 (wird fortgesetzt)

Dr.-Ing. *R. Wolf* und Dipl.-Ing. *K. Fiedler*, Magdeburg

Elektronische Schaltungen der Automatisierungstechnik (35)[1]

Analog-Digital- und Digital-Analog-Umsetzer

IA 4.0.

Während der fortgeschrittene Stand der Bauelementetechnik die digitale Meßwertverarbeitung auch in dezentralisierten Systemen ermöglicht, dominieren bei der Erfassung und Übertragung von Signalen z. Z. eindeutig noch analoge Verfahren. Damit wird sofort die Bedeutung der Digital-Analog- und Analog-Digital-Umsetzung als Schnittstelle bei der Realisierung der digitalen Meßwertverarbeitung ersichtlich. Dieser Beitrag soll einen Überblick über deren technische Probleme geben, wobei vom Vorliegen eines elektrischen Eingangssignals ausgegangen wird. Die Vielzahl bekannter Verfahren wird auf solche reduziert, die sich in moderner Technik, vorzugsweise Halbleiterblocktechnik, realisieren lassen, wobei allerdings hier noch Grenzen bei hohen Genauigkeitsforderungen gesetzt sind.
Der A/D-Umsetzung wird ein breiterer Raum gewidmet, da Verfahren und Probleme hier wesentlich vielfältiger sind.

1. Begriffsbestimmung

Es existiert eine Reihe von Gesichtspunkten, nach denen sich A/D- und D/A-Umsetzer klassifizieren lassen. Um die Übersichtlichkeit zu erhöhen, sollen eingangs wesentliche Merkmale, die teilweise allen Verfahren gemeinsam, teilweise aber auch funktionsspezifisch sind, erläutert werden.

1.1. Grundsätzliches zur Funktion von A/D-Umsetzern [1]

Jede A/D-Umsetzung läuft grundsätzlich in den zwei Schritten Quantisierung und Digitalisierung (Codierung) ab.
Die Quantisierung ist als Zwischenschritt nötig, um den unendlichen Wertevorrat des Analogsignals der endlichen Zahl von Digitalworten des Digitalsignals anzupassen. Dazu wird aus einer Basisgröße (Quant), deren Digitalwert bekannt ist, durch Aufsummation ein treppenförmiges quasi-analoges Vergleichssignal mit bekannten Digitalwerten für die Stufen gebildet.
Die Abbildung des Eingangssignals auf dieses Vergleichssignal liefert die Quantisierung des Eingangssignals; einem bestimmten Bereich des Eingangssignals wird ein konstanter Wert des Vergleichssignals zugeordnet (Bild 1). Da die Digitalwerte jeder Stufe des Vergleichssignals als Vielfaches der Basiseinheit bekannt sind, ist somit eine eindeutige Zuordnung Eingangssignalbereich-Digitalwort möglich (Codierung).
Die Bereitstellung des Vergleichssignals stellt ein wesentliches Unterscheidungsmerkmal für die Prinzipien der A/D-Umsetzung dar.

1.2. Verfahren der Quantisierung [2]

Das Verfahren zur Bereitstellung der quantisierten Vergleichsgröße bestimmt entscheidend Aufwand und Daten eines A/D-Umsetzers. Es wird zwischen Aufsummation eines Normals (Zählverfahren), Aufsummation mehrerer gestufter Normale (Iterationsverfahren) und direkter Bereitstellung der vollen Vergleichsgröße (Direkt- oder Parallelverfahren) unterschieden. Dazwischen sind fließende Übergänge möglich (erweitertes Zählverfahren, Mehrstufenverfahren).
Da jede Umsetzung mindestens die Zeit benötigt, die zum Aufbau der Vergleichsgröße mit maximaler Übereinstimmung mit dem Eingangssignal nötig ist, bestimmt das Verfahren direkt die Umsetzzeit. Bild 2 stellt das Prinzip der Verfahren und Bild 3 die Relationen der Umsetzzeit dar.
Bei jeder Quantisierung wird eine unendliche Zahl von analogen Eingangswerten auf einen Quantisierungsschritt abgebildet. Damit ist eine anschließende Umkehrung nicht möglich. Das bedeutet, daß das Verfahren der Digital-Analog-Umsetzung nur eine quasi-analoge Ausgangsgröße in den vorgegebenen Quantisierungsschritten geben kann.

1.3. Momentanwertumsetzer-integrierende Umsetzer

Der A/D-Umsetzer kann das Eingangssignal zu einem bestimmten Zeitpunkt abtasten (Momentanwertumsetzung) oder das Integral des Eingangssignals als arithmetischen Mittelwert für eine bestimmte Zeitspanne bewerten (integrierende Umsetzung). Damit unterdrücken integrierende Verfahren auftretende Störfrequenzen (Filterwirkung des Integrators), benötigen aber eine relativ große Mindestmeßzeit für sinnvolle Unterdrückungen. Für Momentanwertumsetzer sind Hilfsschaltungen notwendig, wenn die Eingangsgröße in einem definierten Zeitpunkt abgetastet werden soll (siehe Punkt 3.2.3.). Filterschaltungen zur Unterdrückung von Störspannungen verlängern durch ihr Einschwingverhalten die Umsetzzeit des Momentanwertumsetzers meist wesentlich.
Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß Umsetzer mit geringeren Forderungen an Umsetzgeschwindigkeit und Genauigkeit als integrierende Umsetzer nach dem Zählverfahren aufgebaut sind. Hochgenaue schnelle Umsetzer arbeiten vorzugsweise nach dem Iterationsverfahren (sukzessive Approximation) oder direkt, wobei aufwendige Zusatzbaugruppen die Funktionssicherheit erhöhen. Für besondere Ansprüche ist die Kombination verschiedener Verfahren in Umsetzern mit mehreren Teilschritten möglich.

1.4. Direkte und indirekte Umsetzung

Das quantisierte Vergleichssignal wird unmittelbar als elektrische Größe dargestellt. Es wird direkt mit dem Eingangssignal verglichen und bis zur minimalen Differenz beider Größen variiert. Man spricht in diesem Fall von direkter Umsetzung oder Kompensationsverfahren.
Da bei integrierenden Verfahren das Eingangssignal über eine bestimmte Zeit integriert wird, bietet sich vielfach die Möglichkeit der Umsetzung in eine proportionale Zeit bzw. Frequenz an. Diese wird anschließend mit digitalen Methoden ermittelt. Es ergibt sich eine indirekte Umsetzung mit der Zeit (Frequenz) als Zwischengröße.

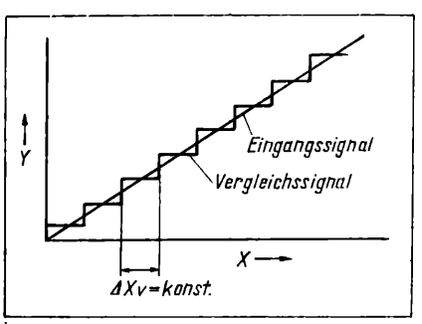


Bild 1. Prinzip der Quantisierung

[1]) Teil 34 erschein im Heft 12/1981.

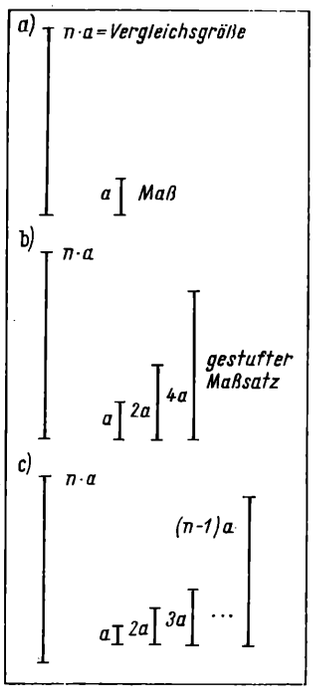


Bild 2. Bildung der Vergleichsgröße
a) Zählverfahren; maximal $n-1$ Meßschritte
b) Iterationsverfahren; maximal $(K-1)\log_k N$ Meßschritte (N = = KP Stufen im Meßbereich
c) Direktverfahren; 1 Meßschritt

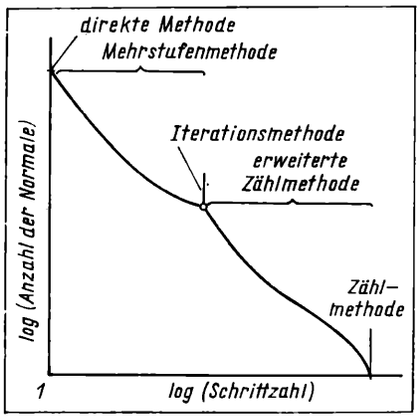


Bild 3. Zusammenhang Schrittzahl — Anzahl der Normale [2]

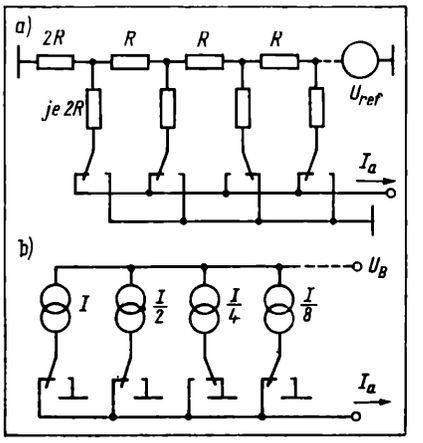


Bild 4. Direkte A/D-Umsetzer mit Stromschaltern
a) R—2R-Netzwerk;
b) gestufte Stromquellen

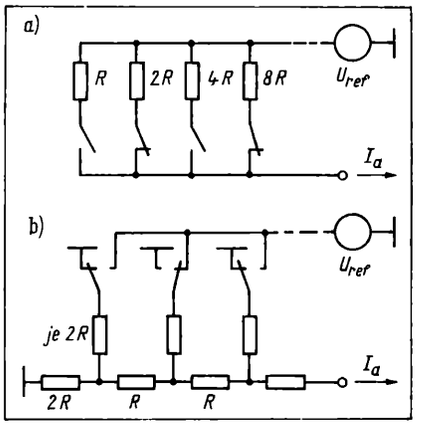


Bild 5. Direkte D/A-Umsetzer mit Spannungsschaltern

2. Digital-Analog-Umsetzung [3] und [4]

Wie bereits ausgeführt, stellt die Digital-Analog-Umsetzung keine direkte Umkehrung der Analog-Digital-Umsetzung dar. Da die Quantisierung nicht umkehrbar ist, entsteht nur eine quasianaloge Ausgangsgröße. Bei genügender Auflösung ist das aber praktisch bedeutungslos. Wird der D/A-Umsetzer allerdings zur Erzeugung der Vergleichsgröße (Kompensationsspannung) in einem Kompensations-A/D-Umsetzer eingesetzt, ermöglicht diese Erscheinung die einfache Quantisierung, da die Vergleichsgröße sofort quantisiert zur Verfügung steht. Unter Abschn. 2.2.3. erfolgt eine ausführliche Beschreibung.

2.1. Parallelumsetzer (Direktverfahren)

Entsprechend der vorliegenden Eingangsgröße (Digitalwort) werden Teilströme oder -spannungen erzeugt und zum quasianalogen Ausgangssignal aufsummiert. Dabei entspricht jeder Teilstrom (-spannung) dem logischen Zustand und dem Wert des zugehörigen Bit am Eingang. In der Literatur wird dabei das Bit höchster Wertigkeit mit MSB (most significant bit) und das niedrigster Wertigkeit mit LSB (least significant bit) bezeichnet.

Die einzelnen Teilströme (Spannungen) werden über elektronische Analogschalter geschaltet. Da diese keine idealen Schalteigenschaften haben (endlicher Durchlaßwiderstand, endlicher Sperrwiderstand, parasitäre Kapazitäten untereinander und zwischen den „Kontakten"), hängen von ihrer Anordnung in der Schaltung Genauigkeit und Umsetzgeschwindigkeit des D/A-Umsetzers ab. Stromschalter (Bild 4) sind Spannungsschaltern (Bild 5) hinsichtlich der Schaltgeschwindigkeit überlegen, da auf Grund der ständig fließenden Ströme die parasitären Kapazitäten nicht umgeladen werden müssen. Hinzu kommen günstige thermische Verhältnisse durch konstanten Leistungsumsatz. Schaltungen mit Leiternetzwerken sind gegenüber solchen mit gestuften Widerständen hinsichtlich der Anpassung an die Schalterwiderstände günstiger, da sich die Variation der Widerstände in engen Grenzen hält ($R-2R$-Netzwerke).

Die Genauigkeit der Bereitstellung des MSB bestimmt die mögliche Auflösung des D/A-Umsetzers, da jedes weitere Bit entsprechend seiner Wertigkeit mit geringerem Anteil in das Ausgangssignal eingeht. Entsprechend ist der Aufwand für die Referenzquelle zu wählen. Die Bewertungswiderstände lassen sich günstig als integrierte Netzwerke herstellen. Besonders bei Verwendung von $R-2R$-Netzwerken, wo es auf Gleichheit der Widerstände und Gleichlauf der Eigenschaften (Temperatur, Alterung), aber weniger auf den Absolutwert ankommt, da dieser sich eineichen läßt, werden mit integrierten Netzwerken gute Ergebnisse erreicht. Mit den Netzwerken des VEB Keramische Werke Hermsdorf sind maximal 10 bit realisierbar [5]. Bedingung für die exakte Funktion der in den Bildern 4 und 5 angegebenen Schaltungen ist ein Kurzschluß am Ausgang ($R_a = 0$).

msr 7526 (wird fortgesetzt)

12. Herbstkurse Technische Kybernetik

Die Herbstkurse Technische Kybernetik sind nun schon eine recht traditionsreiche Veranstaltungsreihe — in diesem Jahre fanden sie bereits zum zwölften Male statt. Von den Mitgliedern der Kooperationsgemeinschaft Technische Kybernetik einst ins Leben gerufen, um Interessierten neueste wissenschaftliche Erkenntnisse auf diesem Wissenschaftsgebiet zu vermitteln, werden sie seit einigen Jahren in Zusammenarbeit mit der WGMA in der KDT, FA „Ausbildung in der Automatisierungstechnik", organisiert. An der grundsätzlichen Zielstellung hat sich nichts geändert, ja sie ist, wenn man an die Aufgaben denkt, die in den nächsten Jahren vor der Automatisierungstechnik stehen, vielleicht noch aktueller geworden, trotz zahlreicher anderer Angebote von Weiterbildungsmaßnahmen.

Die Herbstkurse werden — je nach der ausrichtenden Hochschule — in jedem Jahr an einem anderen Ort und zu anderer Zeit durchgeführt, und sie weisen stets ein wenig Lokalkolorit auf, das sich nicht zuletzt im jeweiligen Themenangebot zeigt. In diesem Jahr wurden sie vom Wissenschaftsbereich Automatisierungstechnik der Sektion Verfahrenstechnik, Technische Hochschule „Carl Schorlemmer" Leuna-Merseburg (THLM), organisiert und fanden im „Spätsommer", vom 24. bis 28. August 1981 in Merseburg statt. Das Themenangebot wollte den Hörern Beiträge zur Automatisierung komplexer kontinuierlicher Prozesse liefern, nicht Beiträge schlechthin, sondern solche zur Verbesserung des Entwurfs und der Eigenschaften von Automatisierungseinrichtungen.

Dieses Ziel wurde erreicht, auch wenn die Mikroelektronik in den Titeln nicht explizit genannt wurde, sondern als das Arbeitsmittel künftiger Automatisierungseinrichtungen implizit vorausgesetzt wurde.

Insgesamt wurden fünf Themen in zwei parallel ablaufenden Zyklen durch neun Referenten dargeboten.

Den Störsignalen widmete sich das Thema A „Signalanalyse zur Prozeßführung und Technischen Diagnostik". Doz. Dr. *Lorenz*, THLM, sprach über die Analyse von Störsignalen. Er stellte Beziehungen her zwischen den Automatisierungsaufgaben, den charakteristischen Störgrößenmerkmalen und den geeigneten Verfahren zur Störgrößenanalyse. Die Thematik wurde an praktischen Beispielen erläutert; Anforderungen an die Primärdaten, Methoden zur Fehlerabschätzung und Störgrößenwichtung wurden angegeben.

Die Möglichkeiten zur Signal- und Zustandsvorhersage bei stoffwirtschaftlichen Prozessen, die unter dem Einfluß stochastischer Störgrößen ablaufen, behandelte Dr. *Schütte*, THLM. Er stellte geeignete Modelle vor und diskutierte diese anhand von praktischen Beispielen.

Dr. *Grabner*, Zentralinstitut für Kernforschung der AdW Rossendorf, sprach über die Methoden und Anwendungsmöglichkeiten der Rauschdiagnostik zur Überwachung und Fehlerfrüherkennung. Mit Hilfe sehr illustrativer Anwendungsbeispiele stellte er diese interessante Methode der Technischen Diagnostik vor und gab Hinweise für eine prinzipielle Vorgehensweise.

Gegenstand des Themas B war die Modellierung, wo Prof. *Brack*, THLM, „Strategien und Beispiele zur einfachen Modellierung kontinuierlicher Prozesse" vorstellte. Das Ziel seiner Ausführungen bestand in der Weitergabe von Hinweisen für eine einfache Modellierung. Die Darstellung der Kausalzusammenhänge zwischen den wichtigsten technologischen Veränderlichen beispielsweise technologischer Prozesse im Wirkungsschema ist übersichtlich und leicht nachvollziehbar. Man erreicht ein gutes Verständnis dieser Prozesse und kann Automatisierungsstrukturen entwerfen.

Prof. *Sydow*, Dr. *Nedo*, beide Zentralinstitut für Kybernetik und Informationsprozesse der AdW, Berlin, sprachen im Thema C über die „Simulation statischer und dynamischer Systeme". Sie stellten die Simulation in verschiedenen Stadien des Entwurfs- bzw. Entscheidungsprozesses vor und gingen besonders auf die digitale Simulation, Simulationssprachen und Erfahrungen bei deren Anwendung ein.

„Ingenieurpsychologische Grundlagen zur Mensch-Maschine-Kommunikation und Meßwartengestaltung" — so war das Thema D überschrieben. Doz. Dr. *Schmidt*, THLM, gab Hinweise zur Verbesserung der Zuverlässigkeit und der Effektivität von Mensch-Maschine-Systemen. Besonders ging es um die Ableitung der Möglichkeiten für die Berücksichtigung psychologischer Sachverhalte in der Arbeit des Ingenieurs.

Das Thema E war der „Zuverlässigkeit" gewidmet. Prof. *Neumann*, THLM, gab einen Überblick über die gesetzlichen Grundlagen der Zuverlässigkeitsarbeit und ging detaillierter auf die quantitative und qualitative Zuverlässigkeitsanalyse ein. Er gab Hinweise zur prinzipiellen Vorgehensweise bei Zuverlässigkeitsanalysen technischer Systeme und stellte spezielle Rechenprogramme und Ergebnisse der Zuverlässigkeitsarbeit vor.

Mit dem weiteren Einsatz der programmierbaren Automatisierungstechnik gewinnt auch die Zuverlässigkeit der Systemunterlagen — die Software-Zuverlässigkeit — zunehmend an Bedeutung. Prof. *Balzer*, TH Leipzig, erweiterte das Begriffssystem der Zuverlässigkeit auf diesen Aspekt und gab Methoden zur quantitativen und qualitativen Bewertung und Vorhersage der Software-Zuverlässigkeit an.

Die 12. Herbstkurse waren gut organisiert; so erhielten z. B. alle Hörer eine Tagungsmappe mit den wichtigsten Inhalten der Themen. Wenn auch einige vergangene Herbstkurse mehr Hörer hatten, es war ein sehr interessierter Kreis, der der Einladung zu den 12. Herbstkursen gefolgt war.

msr 7537 *P. Cschornack*

Spezialschaltuhren
für alle Zwecke
Sonderanfertigungen nach Angaben und Diagramm
Schaltuhren mit Wischkontakt
Programmsteuer-Schaltwalzen bis 40 Stromkreise
Schaltwalzen für Neonwerbung
Impulsgeber, Zeitschalter
Schaltuhren-Reparaturen
Reparatur-Service
RZw und RZwa Zeitrelais
PGH-Uhren-Technik
Bereich II — Elektrische Zeitschaltung
8053 Dresden
Tolkewitzer Str. 53
Ruf 3 09 40

Anzeigenaufträge
richten Sie bitte nur an die
DEWAG BERLIN
1026 Berlin, PSF 29,
oder an die
DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der DDR.

Der Anzeigenschluß für diese Zeitschrift ist der 15. eines jeden Monats für das 3 Monate später erscheinende Heft

Prozeßautomatisierung in der chemischen Industrie

Vom 27. April bis 1. Mai 1981 fand in Noordwijkerhout (Niederlande) das Seminar„ Prozeßautomatisierung in der chemischen Industrie" der Ökonomischen Kommission für Europa (ECE) der Vereinten Nationen statt.
Der wissenschaftliche Teil des Seminars wurde eingeleitet mit einem Vortrag von *O. Rademacher* (Technologische Universität Eindhofen) zum Thema „Errungenschaften auf dem Gebiet der Prozeßautomatisierung in der zweiten Hälfte des 20. Jahrhunderts". In diesem Vortrag wurden Tendenzen bei der Entwicklung der chemischen Technologie behandelt. Meß- und Steuerungsmethoden zur Automatisierung dieser Prozesse wurden dargestellt. Die in der Zukunft zu erwartenden Ergebnisse bei der Automatisierung in der chemischen Industrie wurden beschrieben. Es wurde ein Programm zur Verbesserung des Automatisierungsniveaus für Produktionsprozesse vorgeschlagen.

Die Konferenz war in 3 Sektionen gegliedert:

Sektion 1: Tendenzen und Perspektiven der Automatisierung in der chemischen Industrie
Diskussionsleiter: *P. Andow* (Großbritannien)

Es wurden folgende Vorträge gehalten:

1. *Anic C. p. A.* (Italien): Ein System von Mikrocomputern und Microprozessoren für die Datenerfassung in einem petrolchemischen Werk.
2. *L. Golemanov, W. Angelov, I. Boshov* (VR Bulgarien): Analoge oder digitale Automatisierungssysteme für chemisch-technologische Prozesse.
3. *G. Bequart* (Frankreich): Steuerungs- und Kontrollsysteme für die Industrie insgesamt und für die chemische Industrie im besonderen.
4. *G. Macaire* (Frankreich): Ein Kontrollsystem für die Automatisierung von Anlagen zur katalytischen Reformierung.
5. *P. Andow* (Großbritannien): Ein System zur Analyse von Störungen bei Prozeßabläufen in der Industrie.
6. *F. van Laak, J. A. Siemons* (Niederlande): Anwendung von Geräten, die unter Verwendung von Mikroprozessoren Mengenmessungen von Flüssigkeiten und Gasen vornehmen.
7. *F. Huyten* (Niederlande): Vervollkommnung der Ausrüstungen und der Automatisierungsanlagen in chemischen Werken.
8. *I. Nagy* (Ungarische VR): Tendenzen und Erfahrungen bei der Anwendung moderner elektronischer Ausrüstungen der chemischen Industrie Ungarns.
9. *D. Balzer* (DDR): Automatische Prozeßsicherung in chemisch-technologischen Prozessen.
10. *Ju. Luzkov, P. Zimin* (UdSSR): Probleme bei der Schaffung automatisierter Steuerungssysteme für technologische Prozesse (ASUTP) in der chemischen Industrie.

Einen breiten Raum in dieser Sektion nahmen Betrachtungen zu den Vorteilen der digitalen Systeme im Vergleich zu den analogen Systemen ein. Einhellig hat sich die Meinung durchgesetzt, daß die digitalen Systeme eine höhere Qualität der Automatisierung garantieren. Es zeigt sich aber auch, daß das Bedienungspersonal völlig neue Fertigkeiten und Fähigkeiten besitzen muß, um diese Systeme effektiv zu nutzen.

Ein immer wieder diskutiertes Thema war die Zuverlässigkeit der Systeme.

Besondere Aufmerksamkeit wurde der Softwarezuverlässigkeit sowie der Zuverlässigkeit verteilter Automatisierungssysteme gewidmet; von den meisten Autoren wurde die fehlende Standardisierung auf vielen Gebieten bemängelt.
Die Standards an den Schnittstellen Meßtechnik — Informationsverarbeitungstechnik und Automatisierungssystem — Mensch sind sinnvoll zu definieren. Viele Anwender der Automatisierungstechnik klagen darüber, daß es große Schwierigkeiten, bereitet, die Elemente verschiedener Systeme miteinander zu koppeln. Es wäre nützlich, Standards auch bezüglich der mathematischen Modellierung und der Systemunterlagen (Software) einzuführen.

Die billige und effektive moderne Automatisierungstechnik auf der Basis von Mikroprozessoren führt zu wesentlichen Veränderungen beim Entwurf der Steuerungssysteme. Moderne Automatisierungssysteme besitzen einen modularen Aufbau. Die Vielzahl der vorgestellten Automatisierungssysteme berücksichtigen diese Tendenz. Verteilte Automatisierungssysteme haben sich allgemein durchgesetzt.
Besondere Bedeutung gewinnen die Systemunterlagen (Software), durch deren Einsatz es nun möglich geworden ist, Steuerungsaufgaben erhöhter Kompliziertheit zu lösen. Beispiele hierfür sind: Operative Lenkung der Produktion, Prozeßsicherung und Verhinderung von Havarien, One-line-Prozeßanalysen. Viele Autoren wiesen auf die hohen Kosten der Systemunterlagen hin.

Sektion 2: Automatisierung einzelner technologischer Prozesse in der chemischen Industrie
Diskussionsleiter: *L. Golemanov* (VR Bulgarien)

Es wurden folgende Vorträge gehalten:

1. *M. Jacomelli, E. Tampellini* (Italien): Praktische Erfahrungen bei der Anwendung eines Systems zur Steuerung einer Polypropylen-Anlage.
2. *P. Dalla-Caso* u. a. (Italien): Direkte digitale Steuerung in Betrieben mit Großserienproduktion.
3. *Anic C. p. A.* (Italien): Prozeßautomatisierung bei der Herstellung von Styrolbutadienharz und Latex.
4. *L. Golemanov, V. Angelov, B. Baharov, G. Nikiforov* (VR Bulgarien): Digitale Steuerung eines Werkes zur Herstellung von DMT.
5. *P. Hylarides, W. Koenen, J. van Mulken* (Niederlande): Einsatz von Rechnern für die Prozeßsteuerung bei der kontinuierlichen Polymerisation.
6. *S. Lutovsky* (ČSSR): Einsatz von Prozeßrechnern bei der Produktion von Harnstoff.
7. *K. Lintunen* u. a. (Finnland): Ein neues mikroprozessorgestütztes System für die Automatisierung des Konzentrationsprozesses in einem Apatit-Werk in Siilinjarvi.
8. *V. Panfilov, V. Krotov* (UdSSR): Strukturierungsprinzipien und Entwicklungstendenzen automatisierter Steuerungssysteme für technologische Prozesse in der Kautschuk-Industrie.
9. *A. Pyžik* (VR Polen): Dispatcherkontrolle der Produktion in einem Erdölverarbeitungswerk.
10. Heurtey Industries (Frankreich): Ein System zur Prozeßkontrolle der Produktion am Beispiel der Schwefelherstellung.
11. *M. Metke* (ČSSR): Einsatz von Prozeßrechnern bei der Ethylenherstellung.
12. *V. Babkin* (UdSSR): Automatisiertes Steuerungssystem für technologische Prozesse bei der Schwefelsäureherstellung.

In der Sektion 2 kam man bezüglich der digitalen Systeme für die Kontrolle und Steuerung der Produktion zu ähnlichen Aussagen wie in der Sektion 1. Die Automatisierung der chemischen Prozesse ist im wesentlichen durch die Automatisierung kontinuierlicher Prozesse bestimmt. In der gegenwärtigen Zeit sind die digitalen Automatisierungssysteme aufgrund der Erfahrungen bei der bisherigen Prozeßautomatisierung projektiert worden und weniger durch die Anwendung moderner theoretischer Steuerungsstrategien. In der Zukunft wird auf alle Fälle zu erwarten sein, daß moderne theoretische Konzeptionen Eingang in die Automatisierung finden.

Die Verwendung der strukturierten Programmierung beim Entwurf der Systemunterlagen und der Einsatz von Methoden zur analytischen Kontrolle sind besonders wichtig für die weitere Entwicklung der digitalen Steuerungssysteme.
Eine besondere Bedeutung besitzt die Entwicklung der Meßtechnik. Bei der Schaffung zukünftiger Automatisierungssysteme sind besonders die Probleme der Standardisierung, der Bedienung und der Zuverlässigkeit zu beachten. Neue digitale Automatisierungssysteme orientieren auf den Einsatz von Prozeßrechnern zur Optimierung, zur Integration der verschiedenen Steuerungsniveaus und Datenbanken. Von mehreren Diskussionsrednern wurde die Forderung nach standardisierten Automatisierungssystemen für die Klein- und Laborautomatisierung erhoben.

Sektion 3: Ökonomische, ökologische und soziale Aspekte der Automatisierung

Diskussionsleiter: *D. Rijnsdorp* (Niederlande)

Es wurden folgende Vorträge gehalten:

1. *D. Rijnsdorp* (Niederlande): Intellektuelle Faktoren bei der Automatisierung.
2. *A. Fretz* (Schweiz): Untersuchung der ökonomischen Effektivität verschiedener Automatisierungsniveaus für einen Betrieb mit kontinuierlicher Produktion.

Einige Aspekte der Automatisierung, insbesondere solche wie Nachfrage und Angebot an Erfahrungen und Fertigkeiten der Operateure und der Ingenieure, Beherrschen der Umwelteinflüsse, Meinungen der Gesellschaft zu Problemen der Automatisierung u. a., die der Thematik dieser Sektion entsprechen würden, sind auf dem Seminar nicht behandelt worden, obwohl sie als wichtig angesehen wurden.
Es wurde festgestellt, daß die Auswahl des Automatisierungsniveaus von einer Reihe von Kriterien abhängt. Ein Fortschritt ist erreicht worden bei der Frage der Funktionsbestimmung bzw. bei der Aufgabenfestlegung für die Automatisierung, während andere Kriterien noch nicht berücksichtigt worden sind.

Außerordentlich große Aufmerksamkeit muß der Ausbildung des Bedienungspersonals für die moderne Automatisierungstechnik bzw. für die moderne automatisierte Technologie gewidmet werden. Das betrifft auch die Steuerung des Systems in außergewöhnlichen Situationen.

Viel Informationen und Verständnis sind bei der Strukturierung des Dialogs Mensch—Rechner und bei der Gestaltung der Informations-Displays notwendig. In diesem Fall gibt es eine bestimmte Wechselwirkung zwischen den intellektuellen Aufgaben und der Verantwortung des Anlagenfahrers.

msr 7536 *D. Balzer*

II. Bilaterales Symposium „Ökonomische Kybernetik" DDR — SR Rumänien

Vom 1. bis 5. September 1981 fand in Rostock an der Wilhelm-Pieck-Universität (WPU) das II. Bilaterale Symposium „Ökonomische Kybernetik" DDR — SR Rumänien statt.

Es setzte die 1979 in Bukarest begonnene Wissenschaftskooperation in der Form des Informations- und Erfahrungsaustausches fort. Die konzipierte Aufgabenstellung, durch Vorstellung kybernetischer Modelle ökonomischer Prozesse den Stand bei der Nutzung und beim Einsatz moderner Instrumentarien zur Effektivitätssteigerung in der sozialistischen Wirtschaft aufzuzeigen, Wege für die Anwendung gewonnener Erkenntnisse mit kürzesten Überleitungszeiten zu weisen und Richtungen für weitere Forschungsarbeiten abzustecken, konnte erfüllt werden.

Das Symposium begann mit einer Plenarveranstaltung in der Aula der Wilhelm-Pieck-Universität. Nach der Begrüßung durch den Rektor stellte *G. Schulze*, Rostock, Arbeitsergebnisse des Wissenschaftsbereichs „Mathematik, Kybernetik, Informationsverarbeitung" der Sektion SBW der WPU unter dem Thema „Modelle und Experimente in der wirtschaftswissenschaftlichen Forschung" vor. Gegenwartsprobleme in der kybernetisch-ökonomischen Modellierung zeigte der Vortrag von *M. Manescu*, Bukarest, auf. Es wurde ferner ein Einblick in die Anwendung der ökonomischen Kybernetik in der SR Rumänien durch eine Übersicht über von der Akademie für ökonomische Studien Bukarest gelöste Aufgabenstellungen gegeben (*C. Bilciu*, Bukarest). *H.-G. Lauenroth*, Halle, referierte über komplexe Algorithmensysteme in der industriellen Organisation.
Das Symposium wurde an den folgenden beiden Tagen in zwei Arbeitsgruppen fortgesetzt.
Die Gäste aus der SR Rumänien boten durch Beiträge zum Einsatz von Monte-Carlo-Modellen in der globalen Optimierung (*I. Vaduva*, Bukarest), zur numerischen Lösung einiger allgemeiner nichtlinearer Probleme (*V. Dumitru, F. Luban, I. Dumitrescu*, Bukarest) und zu Algorithmen für die Lösung von komplexen Standort-Produktions-Transport-Systemen (*M. Altar, I. Smeureanu*, Bukarest) einen Einblick in ihre Grundlagenforschung. Es wurden ferner kybernetisch-mathematische Modelle aus der Schiffbauindustrie (*C. Bilciu, V. Ionescu, G. Hera, V. Bita, Grigorovici, Ghelmez*, Bukarest), zur Interaktivtechnik bei der Steuerung des volkswirtschaftlichen Wachstums (*C. Hartu, D. Boldeanu, R. Boconcios*, Bukarest), zur Bewertung von automatisierten Leitungssystemen (*V. Bita*, Bukarest) zur Grundmittelinstandhaltung (*I. Dimitrescu, M. Paun, L. Troie, D. Visan*, Bukarest), zur Melioration (*V. Ionescu, V. Berar*, Bukarest), für Kraftwerke (*R. Serban, Crisan*, Bukarest) und zur Ressourcenverteilung (*E. Tiganescu, M. Dumitru*, Bukarest) vorgestellt.
Die DDR-Delegation gab durch die Beiträge zur Planoptimierung durch die Komplexmethode (*W. Lassmann*, Halle), zur Modellmethode bei der Projektierung ökonomischer Systemlösungen (*I. Gustmann, R. König*, Freiberg), zur algorithmischen Modellierung auf der Basis von stochastischen Asynchron-Automaten (*M. Frank*, Dresden), Theorie ökonomischer Stimulierungssysteme (*G. Gerhardt*, Berlin), zur Theorie lernender Systeme in der ökonomischen Kybernetik (*H. Schultze*, Berlin), zur Bestimmung optimaler Strategien durch Modellexperimente (*W. Martin*, Berlin), zu einem Modell der rechnergestützten Simulation der betrieblichen Leistungsentwicklung (*H.-J. Richter*, Dresden) und zum statistischen Nachweis von Struktureinflüssen auf Effektivitätskennziffern (*U. Wolff*, Rostock) eine exemplarische Übersicht über theoretische Entwicklungen zur ökonomischen Kybernetik.
Konkrete Modellierungsbeispiele wurden zur Produktionssteuerung (*G. Voigt*, Mittweida, *D. Sommer*, Magdeburg, *H. Mewes*, Magdeburg, *H. Hartlepp*, Zittau, *R. Müller*, Rostock, *G. Schäfer*, Dresden), zum Einsatz systemanalytischer Methoden bei der Leitung und Planung der Produktion (*G. Lauenstein*, Leuna-Merseburg, *J.-A. Müller*, Berlin, *B. Kroll*, Berlin) und zur Instandhaltung (*W. Runge*, Rostock, *B. Berten*, Rostock) gegeben. Ein weiterer Themenkomplex beschäftigte sich mit Modellen für Transport-Umschlag-Lager-Prozesse (*G. Schulze, G. Schönrock*, Rostock, *J. Lüsch, M. Oberbeck*, Rostock, *E. Finkelstein*, Rostock). In der Form einer Posterdiskussion konnten Empfehlungen zur Ausarbeitung von Intensivierungskonzeptionen (*W. Schott, W. Beetz, A. Böhler*, Zwickau), zur Zuordnung von Problemlösungsvarianten (*W. Schott, Ch. Schott, G. Körner, G. Sommerer*, Zwickau), zur Organisationsprojektierung (*Ch. Anspach*, Leipzig) und zur Organisation von betrieblichen Informationssystemen (*A. Kühnel*, Rostock) vermittelt werden. Ein Beitrag ging auf die Nutzung des ökonomischen Experiments für die wirtschaftswissenschaftliche Aus- und Weiterbildung ein (*H. Gernert*, Berlin).
Die Beispiele wiesen insgesamt ein entsprechendes Niveau auf. Von den Mitgliedern der rumänischen Delegation wurde eingeschätzt, daß die Vermittlung von Ergebnissen der Grundlagen- und Anwendungsforschung aus der DDR ihnen selbst ein schnelleres Voran-

(Fortsetzung S. 52 unten)

Dr. sc. techn. P. Neumann berufen

Dozent Dr. sc. techn. *Peter Neumann* wurde mit Wirkung vom 1. September 1981 vom Minister für Hoch- und Fachschulwesen zum ordentlichen Professor für das Fachgebiet Geräte und Anlagen der Automatisierungstechnik an die TH Otto von Guericke Magdeburg, Sektion Technische Kybernetik und Elektrotechnik, Wissenschaftsbereich Regelungstechnik und Prozeßsteuerungen, berufen.

Mit Prof. *Neumann* (Jahrgang 1941) wurde ein Fachkollege berufen, der vor allem durch seine Arbeiten auf dem Gebiet der Entwicklung moderner Automatisierungsanlagensysteme mit Mikrorechnern bekannt geworden ist.

Nach dem Abitur und einer einjährigen Tätigkeit als Schmelzer studierte er von 1961 bis 1967 an der Technischen Universität Dresden in der Fachrichtung Schwachstromtechnik/Regelungstechnik. Nach dem Diplomabschluß arbeitete er als wissenschaftlicher Assistent am Institut für Automatisierung chemischer Prozesse an der TH Leuna-Merseburg. Hier befaßte er sich vor allem mit der mathematischen Beschreibung, Simulation und optimalen Steuerung von chemischen Reaktoren. Diese Untersuchungen bildeten auch die Grundlage für seine im Jahre 1971 erfolgreich verteidigte Dissertation A. Im Anschluß daran trat *P. Neumann* in eine elfjährige Industrietätigkeit im VEB Geräte- und Regler-Werke Teltow ein. Seine umfangreichen Arbeiten, meist in Verbindung mit verantwortungsvollen Leitungsfunktionen, umfaßten hier die Gebiete der Grundlagenforschung, Wissenschaftsorganisation und vor allem den Sektor der Anlagenforschung und Anlagenentwicklung. Mit hohem persönlichem Einsatz hat er wesentliche Beiträge zur Erarbeitung und Durchsetzung der Konzeption der neuen Automatisierungsanlagen mit Mikrorechnern geleistet.

Im Rahmen der von ihm geleiteten Automatisierungsanlagenentwicklung hat er die Schaffung einer experimentellen Basis im zentralen Anlagenbau nachhaltig gefördert und sich sehr für die Schaffung bzw. Präzisierung der gesetzlichen Grundlagen bei der Vorbereitung von Automatisierungsanlagen eingesetzt.

Neben seiner verantwortlichen Tätigkeit in der Industrie hat *P. Neumann* fast während des gesamten Zeitraumes umfangreiche Lehr- und Erziehungsaufgaben an verschiedenen Hochschulen und anderen Bildungsstätten in der DDR übernommen.

In Anerkennung seiner erfolgreichen Lehrtätigkeit wurde ihm 1979 die Facultas docendi durch die TH Ilmenau verliehen. Im Februar 1981 erfolgte die Berufung zum Honorardozenten an die TH Magdeburg.

Mit etwa 30 Vorträgen auf nationalen und inernationalen Tagungen und ebensovielen Veröffentlichungen in wissenschaftlichen Zeitschriften hat sich Prof. *Neumann* Anerkennung als Fachmann auf dem Gebiet der Geräte und Anlagen der Automatisierungstechnik erworben. Sein ständiges eigenes schöpferisches Wirken und Interesse an der wissenschaftlichen Arbeit auf diesem Fachgebiet wird durch 26 Forschungs- und Entwicklungsberichte und die erfolgreiche Verteidigung seiner Promotion B im September 1981 an der TH Karl-Marx-Stadt untermauert.

In der Mitwirkung in verschiedenen Wissenschaftsgremien hat sich Prof. *Neumann* stets um die Fixierung und Präzisierung der Aufgaben für die perspektivische Weiterentwicklung des Fachgebietes eingesetzt.

Mit der Berufung von *P. Neumann* aus seiner zuletzt in der Industrie ausgeübten Tätigkeit als Hauptabteilungsleiter Anlagensystemtechnik des VEB GRW Teltow auf den oben ganannten Lehrstuhl übernimmt er umfangreiche Aufgaben in der Lehre und Ausbildung des wissenschaftlichen Nachwuchses auf dem Gebiet der Automatisierungstechnik. Zu deren Lösung wünschen ihm seine Fachkollegen und die Redaktion „msr" auch zukünftig viel Erfolg.

msr 7535 *U. Korn*

Doz. Dr. sc. techn. F. Beichelt berufen

Mit Wirkung vom 1. Spetember 1981 wurde Herr Doz. Dr. sc. techn. *F. Beichelt* als ordentlicher Professor an die Ingenieurhochschule Mittweida berufen. Er hat dort den Lehrstuhl für Mathematik inne. Eine Würdigung seines Werdeganges und seiner Verdienste brachten wir bereits anläßlich seiner Berufung zum Dozenten (msr **22** (1979) H. 12, S. 718).

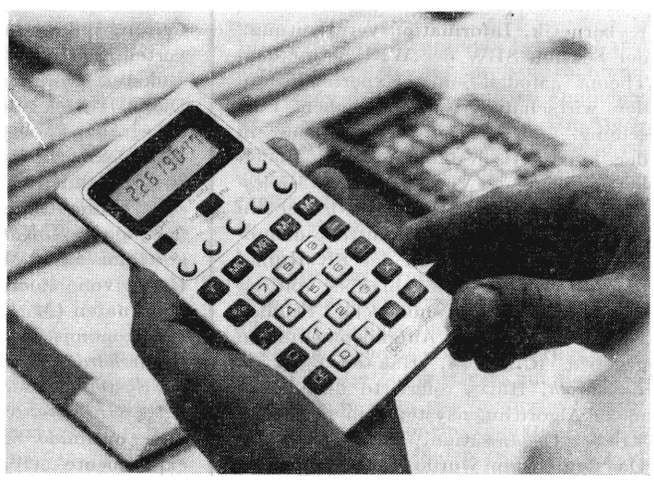
(Fortsetzung von S. 51)

schreiten gestatten wird. Auch die anwesenden Fachkollegen von Hochschulen und Betrieben der DDR konnten Anregungen, insbesondere zur methodischen Vorgehensweise bei der kybernetischen Modellierung ökonomischer Prozesse, entgegennehmen.

In einem Rundtischgespräch am Abend trug *M. Bulgaru*, Bukarest, seine Auffassungen zur Einschätzung und Modellierung des ökonomischen Wachstums vor.

Für das III. Bilaterale Symposium 1983 ist eine inhaltliche Einengung auf das Thema „Simulation ökonomischer Prozesse" vorgesehen.

msr 7538 *G. Schulze; G. Schönrock*



Der Montageaufwand bei der Fertigung von Taschenrechnern wurde im VEB Röhrenwerk Mühlhausen, einem Betrieb des Kombinats Mikroelektronik, um mehr als die Hälfte gesenkt.

Im Bezirk Erfurt werden fast 50% der in der DDR produzierten mikroelektronischen Bauelemente gefertigt.

Schaltungsanordnung zur digitalen Ausgabe

DDR-WP 139773, Klasse G 06 F, Gruppe 3/06, 3 Anspruchspunkte, 1 Zeichnung, Anmeldung: 9. Oktober 1978, Ausgabe: 16. Januar 1980, Inhaber: *G. Hofmann*

Die Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der digitalen Steuerungstechnik und kann vorteilhaft zur Datenausgabe aus einem Rechner, einer Datenverarbeitungsanlage oder einer numerischen Steuerung verwendet werden.

Das Ziel der Erfindung besteht darin, mit geringem Aufwand die digitale Datenausgabe an ein SIF 1000-Gerät, insbesondere an einen Lochstreifenstanzer, zu gewährleisten, bei der die Zentraleinheit von Steuerfunktionen entlastet wird.

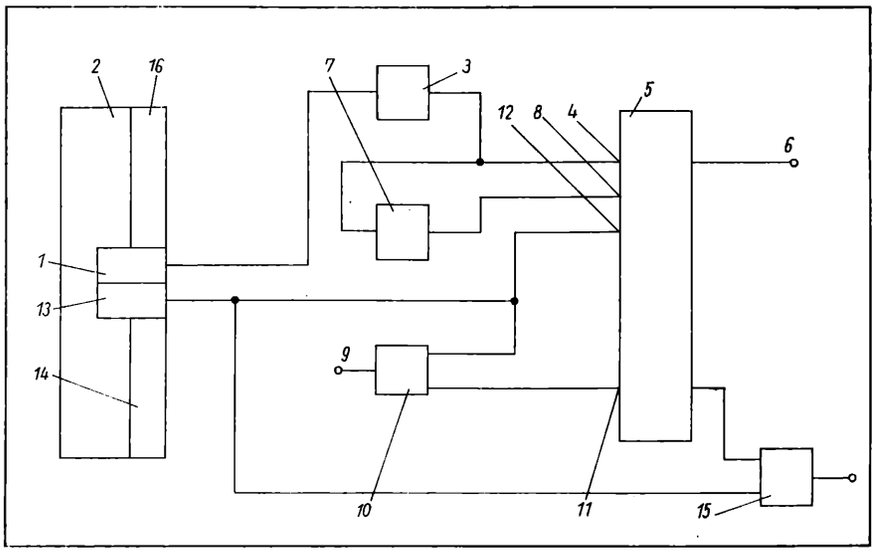
Die Erfindung besteht darin, daß

- ein Steuersignalausgang *1* eines programmierbaren Parallel-I/0-Bausteines *2* über eine erste Kippstufe *3* auf einen ersten Eingang *4* einer vierten Kippstufe *5* und deren wahrer Ausgang mit einem Steuersignaleingang *6* des SIF 1000-Gerätes verknüpft ist
- ein inverser Ausgang einer der ersten Kippstufe *3* nachgeschalteten zweiten Kippstufe *7* mit einem zweiten Eingang *8* der vierten Kippstufe 5 verbunden ist
- ein wahrer Ausgang einer einem Steuersignalausgang 9 des SIF 1000-Gerätes nachgeschalteten dritten Kippstufe *10* mit einem vierten Eingang *11* der vierten Kippstufe *5* verknüpft ist
- ein inverser Ausgang der dritten Kippstufe *10* mit einem dritten Eingang *12* der vierten Kippstufe *5* und mit einem Steuersignaleingang *13* des programmierbaren Parallel-I/0-Bausteins *2* verbunden ist.

Entsprechend einer Ausgestaltung der Erfindung ist vorgesehen, daß Statussignalausgänge des SIF 1000-Geräts auf ein Steuerdatentor *14* des programmierbaren Parallel-I/0-Bausteins *2* geführt sind und daß das Steuerdatentor *14* mit Kommandosignaleingängen des SIF 1000-Gerätes verbunden ist.

Weiterhin ist der inverse Ausgang der dritten Kippstufe *10* und ein inverser Ausgang der vierten Kippstufe *11* mit einem UND-Glied *15* verknüpft, dessen Ausgang mit dem Steuerdatentor *14* des programmierbaren Parallel-I/0-Bausteins *2* verbunden ist.

Die Zentraleinheit schreibt die auszugebenden Daten in den programmierbaren Parallel-I/0-Baustein, im folgenden kurz „PIO" genannt. Die Daten werden für das SIF 1000-Gerät durch ein RUF-Signal auswertbar. Dieses Signal gibt die vierte Kippstufe aus,



1 Steuersignalausgang; *2* Parallel-I/0-Baustein (PIO); *3, 5, 7, 10* Kippstufen; *4, 8, 11, 12* Kippstufeneingänge; *6, 13* Steuersignaleingang; *9* Steuersignalausgang; *14* Steuerdatentor; *15* UND-Glied

wenn an deren ersten drei Eingängen L-Signale anliegen. Stehen Daten im PIO zur Ausgabe bereit, so liegt an dessen Steuersignalausgang L-Signal an. Hat das SIF 1000-Gerät die Daten erhalten, gibt es das END-Signal aus. Dieses wird über die dritte Kippstufe an die vierte Kippstufe gegeben, die nach einer Verzögerung das RUF-Signal abschaltet. In dieser Zeit werden von dem SIF 1000-Gerät Statussignale an das Steuerdatentor des PIO angelegt, die über Interrupterzeugung oder Abfrage vom Rechner ausgewertet werden können. Schaltet das SIF 1000-Gerät das END-Signal ab, so ändert sich der Zustand der dritten Kippstufe und damit das Signal am Steuersignaleingang des PIO. Die Beendigung der Datenausgabe kann der Zentraleinheit über Interrupt des PIO oder über ein Abfragebit, das von dem UND-Glied an das Steuerdatentor des PIO geschaltet wird, mitgeteilt werden. msr 7496

Verfahren zur Umsteuerkontrolle geschwindigkeitsgesteuerter Reversierantriebe für Werkzeugmaschinen

DDR-WP 140346, Klasse B 23 Q, Gruppe 11/00, 4 Anspruchspunkte, - Anmeldung: 18. Juli 1977, Ausgabe: 27. Februar 1980, Inhaber: *Wolfgang Patzsch*

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zur Umsteuerkontrolle geschwindigkeitsgesteuerter Reversierantriebe für Werkzeugmaschinen, deren Umsteuerung nach einer elektrischen Führungsfunktion für den Geschwindigkeitsverlauf erfolgt und die Kontrolle mittels Vergleich mit einem Geschwindigkeits-Analogwert durchführbar ist und sieht vor, daß aus dem Geschwindigkeits-Analogwert durch Verzögerung ein Vergleichs-Analogwert gewonnen wird und die Feststellung erfolgt, wenn der Geschwindigkeits-Analogwert und der Vergleichs-Analogwert gleich groß sind und die Feststellung gleichgroßer Werte Ausgangskriterium für das Stoppen des Reversierantriebes ist. Von verfahrenstechnischem Vorzug ist dabei, daß der Vergleichs-Analogwert auf den Geschwindigkeits-Analogwert korrigiert wird und die Feststellung erfolgt, wenn im Bereich der Umsteuerung von positivem nach negativem Geschwindigkeitsverlauf der korrigierte Vergleichs-Analogwert kleiner als der Geschwindigkeits-Analogwert ist und wenn im Bereich der Umsteuerung von negativem zu positivem Geschwindigkeitsverlauf der korrigierte Vergleichs-Analogwert größer als der Geschwindigkeits-Analogwert ist.

Von Vorteil ist dabei, daß die Feststellung der Größe des Geschwindigkeits-Analogwertes im Vergleich mit dem Vergleichs-Analogwert ununterbrochen getroffen wird. Es kann in anderer Hinsicht vorteilhaft sein, daß die Feststellung der Größe des Geschwindigkeits-Analogwertes im Vergleich mit dem Vergleichs-Analogwert zu diskreten Zeitpunkten getroffen wird.

Die Erfindung stellt sich das Ziel, den Notbrems-Überlaufweg bei jeder auftretenden Störung zu verkürzen.

msr 7500

Arbeitsbuch Automatisierungstechnik. Herausgegeben von *H. Töpfer* und *S. Rudert*†. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 164 Seiten, 123 Bilder, 24 Tafeln und Übersichten im Anhang. 2., bearbeitete Auflage. 10,— Mark. Bestell-Nr. 552968 8

Das Arbeitsbuch ist als Ergänzung zu dem bewährten Lehrbuch der Automatisierungstechnik von Prof. *Töpfer* und (dem leider viel zu früh verstorbenen) Prof. *Rudert* bestimmt und vertieft mit 25 gut ausgewählten Aufgaben den Lehrstoff.

Diese Aufgaben sind an praktisch interessanten Problemen orientiert und betrachten die Lösung von der (verbal gegebenen) Aufgabenstellung, die in mehrere Teilaufgaben zerlegt wird, bis zu einem für die Konstruktion geeigneten Abschluß. Die Lösungen werden in interessanten Abschlußbemerkungen diskutiert, wobei auch auf Schwierigkeiten hingewiesen wird. Die Aufgaben stammen aus folgenden Gebieten: Schaltsysteme (9), Modellierung und Aufbau von Regelkreisen (5), Ermittlung von Kennwerten (2), Regler (1), Statik und Dynamik von Regelkreisen (5), unstetige Regelung (3). Diese Gebiete machen den größten Teil der in der Automatisierungstechnik anstehenden Aufgaben aus. Die Untersuchungsmethoden sind ohne großen mathematischen Aufwand durchgeführt (das betrifft auch die Betrachtungen zur Dynamik von Regelungen) und für den Praktiker verständlich. Der Anhang mit 24 Tafeln ist auch als Nachschlagewerk gut zu gebrauchen.

Interessant sind die Untersuchungen zur statischen Auslegung von Regelkreisen (auch bei nichtlinearen Kennlinien) und zum Verhalten von Systemen mit Laufzeit bzw. mit I-Gliedern. Die Aufgaben zur logischen Steuerung (Schaltsysteme) sind auf das klassische Automatenkonzept (z. B. logische Funktionen) beschränkt; auf eine algorithmische Realisierung, wie sie beim Einsatz der modernen Rechentechnik erforderlich ist, wird nicht eingegangen; man sollte dies wegen der Aktualität dieser Realisierungsvariante bei späteren Auflagen unbedingt berücksichtigen.

Das Buch ist auch für das vertiefte Selbststudium von Praktikern geeignet. Man hätte sich jedoch einen häufigeren Verweis auf das Lehrbuch gewünscht, oder auch auf kurze Zusammenfassungen der wissenschaftlichen Grundlagen, wie sie bei anderen Arbeitsbüchern üblich sind. Für den Lernenden ist eine durchgängige TGL-gerechte Darstellung der Begriffe und Symbole wichtig; auch dies sollte man bei späteren Auflagen berücksichtigen. Das Buch ist für Studenten des Maschinenbaues bzw. der Verfahrenstechnik als Übungsbuch sehr gut geeignet, ebenso auch als Nachschlagewerk des in der Praxis tätigen Ingenieurs. Es ist ihm eine weite Verbreitung zu wünschen, und der relativ günstige Preis wird sicher dazu beitragen.

B 1525 *K. Göldner*

Optimierung technischer Produkte und Prozesse. Von *H. Ahlers, B. Schwartz* und *J. Waldmann*. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 184 Seiten, 8 Bilder, 32 Tafeln, 25,— Mark. Bestell-Nr. 552853 8

Die Optimierung eines technischen Produktes wird im Buch in der Breite behandelt, wie sie sich vor dem Anwender darstellt. Es liefert ihm gewissermaßen ein Rezept für die notwendige Vorgehensweise und demonstriert letztere an praxisnahen, auf andere Bereiche übertragbaren Beispielen aus der Elektronik. Durch die mitgelieferten Rechenprogramme in FORTRAN bzw. ALGOL werden die vorgeschlagenen Verfahren auch für die Problemstellungen des Lesers leicht anwendbar.

Erklärtes Ziel des Buches ist es, auch den Ingenieur oder Konstrukteur mit geringen mathematischen Fachkenntnissen in die Lage zu versetzen, daß er bei der Optimierung von Bauelementen, Fertigungstechnologien und elektronischen Schaltungen mathematische Verfahren zum Einsatz bringen kann. Deshalb wird nacheinander dargelegt, wie man lineare oder quadratische funktionelle Zusammenhänge mit Hilfe von Experimenten gezielt gewinnt, wie dabei die eingehenden Koeffizienten errechnet werden können, wie diese analytische Beschreibung zum Optimierungsmodell mit i. allg. mehreren Zielgrößen geführt werden kann und wie mit diesem Modell im Dialog zwischen Rechner und Bearbeiter eine Kompromißlösung gewonnen werden kann.

Das Buch demonstriert überzeugend, daß sich bereits mit einfachen mathematischen Hilfsmitteln volkswirtschaftlich bedeutsame Effekte erzielen lassen.

B 1524 *K. Beer*

Mikroelektronik. Eine Übersicht. Von *R. Paul*. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 332 Seiten, 231 Bilder, 85 Tafeln, 22,— Mark. Bestell-Nr. 552947 7

Durch den Autor werden in bestechender Übersichtlichkeit Schaltungsprinzipien und Technologien der Elektronik/Mikroelektronik dargestellt. Dabei gelingt es, im Leser Verständnis für das „Evolutionäre" der Entwicklung der Halbleiterbauelemente und ihrer Technologien sowie Prinzipien zu wecken und außerdem dieses Buch von der Anlage her zu einem Handbuch der Mikroelektronik zu gestalten, das sich mit Sicherheit bald größter Beliebtheit bei Studenten, Technikern und Entwicklungsingenieuren erfreuen wird.

Dem Praktiker wird mit diesem Buch erstmalig ein Mittel in die Hand gegeben, für seine Aufgabenstellung eine problemorientierte Schaltungsauswahl zu treffen und, bezogen auf sein Problem, einen Variantenvergleich, der auf dem enthaltenen ausführlichen Zahlenmaterial und den Trendeinschätzungen fußen kann, durchzuführen.

Im einzelnen werden folgende Komplexe behandelt:

- Mikroelektronik und ihre Entwicklung
- mikroelektronische Technologien und Funktionselemente
- integrierte Analogschaltungen
- integrierte Digitalschaltungen
- ökonomisch-technische Kriterien der Mikroelektronik und ihre Entwicklung.

Die Darstellung ist orientiert an den heutigen technischen Bedürfnissen der Anwender mikroelektronischer Bauelemente und reicht bis zu so modernen Halbleitertechnologien wie CMOS- und SOS-Technologie.

Das Buch schließt eine Lücke auf dem Gebiet der Veröffentlichungen zur Mikroelektronik und ergänzt gleichzeitig die bisherigen speziellen Monografien. Es ist all denen besonders zu empfehlen, die sich in dieses Gebiet einarbeiten wollen und stellt für all jene ein Nachschlagewerk und eine sicher willkommene Ergänzung ihrer Fachliteratur dar, die täglich mit Mikroelektronik zu tun haben.

B1523 *R. Wolf*

Informationsübertragung. Wissensspeicher. 2., bearbeitete Auflage. Von *G. Fritzsche*. Berlin: VEB Verlag Technik 1981. 416 Seiten, 310 Bilder, 65 Tafeln, 25,— Mark. Bestell-Nr.: 552744 7

Ein Wissensspeicher stellt den Stoff eines Fachgebietes komprimiert und systematisch geordnet dar. Er dient vor allem den Studenten als wichtiges Hilfsmittel zum rationellen Studium. Die Informationstechnik umfaßt die Aufgaben der Informationsübertragung und der Informationsverarbeitung. Dem ersteren Themenkomplex ist das Buch gewidmet. Es enthält die Grundlagen der klassischen Nachrichtentechnik und der modernen Datenübertragung. Es benutzt die Sprache und die Begriffe der Signal- und Systemtheorie zur Analyse und zur Synthese von Teilsystemen. Der Autor besitzt jahrzehntelange Erfahrungen als Hochschullehrer mit dem Schwerpunkt der Netzwerktheorie. Im Buch verzichtet er auf ein Eingehen auf

die physikalischen Vorgänge und auch auf die technischen Realisierungen der Gesamt-Systeme, wie Empfänger, Sender, Ortungsmeßgeräte u. a. Das heißt, er beschränkt sich auf die Grundlagen der Basis-Probleme der Signalwandlung, die von der Weiterentwicklung der Elektronik nicht entwertet werden. In der Darstellung sind die nichtdeterminierten Vorgänge (als Informationstheorie und Stochastik) mit eingeschlossen. Der Text wird durch pädagogisch gut ausgewählte Beispiele erläutert und wirkungsvoll durch Schaltskizzen und Diagramme sowie durch übersichtliche Schautafeln ergänzt. Die mathematischen Beziehungen sind übersichtlich und gut verständlich dargestellt, unter Verzicht auf die Ableitung der Formeln. Damit bleibt der Wissensspeicher ein interessanter Kompromiß von Lehrbuch und Handbuch der Informationsübertragung und eine gute Hilfe für nachrichtentheoretische wissenschaftliche Arbeit! B 1526 *F. H. Lange*

Erfassung und maschinelle Verarbeitung von Bilddaten. Grundlagen und Anwendungen. Herausgegeben von *H. Kazmierczak*. Berlin: Akademie-Verlag 1980. 399 Seiten, 236 Bilder, 120,— Mark.

Die im Rahmen des Buchbandes abgestimmten Beiträge von 29 Autoren fassen die heute wesentlichen Ergebnisse der Bilddatenerfassung, Verarbeitung und Auswertung zusammen. Davon ausgehend, daß komplexe Aufgaben der Bildverarbeitung überwiegend mit digitalen Verarbeitungsmethoden realisiert werden, behandelt der zweite Hauptabschnitt
- die Grundlagen der digitalen Bildverarbeitung
- Bildkodierungsmethoden (speziell solche, die für eine effektive Bildspeicherung und Bildübertragung von Bedeutung sind)
- spezielle Verfahren zur Bildverarbeitung.

Hervorgehoben werden müssen die klaren Definitionen, die Vielzahl instruktiver Abbildungen sowie exakte mathematische Abhandlungen ohne ausführliche Herleitungen. Gelungen ist sowohl die kompakte Darstellung zu linearen und nichtlinearen Bildtransformationen, speziell das Verständnis der Bildtransformation als Bildanalyse mit dem Ergebnis einer Merkmalsextration, bzw. der Rücktransformation als Bildapproximation, als auch die Anwendung von Transformationen zur Reduktion des Rechenaufwandes bei bestimmten Bildoperationen, wie Faltung und Korrelation. Wünschenswert wäre ein Abriß zur 2D-Systemtheorie gewesen. Der dritte Hauptabschnitt behandelt Prozessorsysteme, unterteilt in optische und digitale Prozessoren. Begrüßenwert sind die Ausführungen zu speziellen und nichtkonventionellen Prozessoren, entworfen und abgestimmt auf eine vorgegebene Klasse von Problemen der Signal- und Bildverarbeitung. Auch werden Ansätze der Programmierung paralleler Prozessoren dargeboten. Der vierte und fünfte Hauptabschnitt behandeln Anwendungen auf den Gebieten automatische Schriftzeichenerkennung, Texturanalyse, Robotersysteme, Computer-Tomographie, Mikroskop-Bildanalyse. Sie berücksichtigen aber leider nicht die Bildverarbeitung in der Elektronenmikroskopie.

Der sechste Hauptabschnitt gibt einen geschlossenen Überblick zur besonders aktuellen Problematik Fernerkundung (Remote Sensing). Es werden Grundlagen und Systeme zur Sensorsignalauswertung im optischen, thermischen und Mikrowellenbereich beschrieben.

Dieses Buch vermittelt einen in dieser Breite und Konzentration bisher nicht gebotenen Überblick zur analogen und digitalen Bildverarbeitung. Es ermöglicht sowohl das Einlesen als auch die Vertiefung spezieller Kenntnisse und spricht einen sehr breiten Interessenkreis aus den verschiedensten Fachrichtungen an. B 1497 *N. Eichhorn*

Einführung in die Theorie der Kategorien und Funktoren (Übers. a. d. Poln.). Von *Z. Semadeni* und *A. Wiweger*. Leipzig: BSB B. G. Teubner Verlagsgesellschaft. 319 Seiten, 29,— Mark.

Die Kategorientheorie entwickelt sich seit 1945. Seit dieser Zeit ist eine Vielzahl von Arbeiten auf diesem Gebiet entstanden. Eine Kategorie ist durch ihre „Objekte" und „Morphismen" — die Abbildungen zwischen den Objekten — festgelgt.

Für die Morphismen werden gewisse allgemeine Eigenschaften gefordert, wie die Assoziativität der Komposition von Morphismen, die Existenz identischer Morphismen u. a. Funktoren vermitteln Abbildungen zwischen verschiedenen Kategorien. Sie respektieren die Komposition von Morphismen und identische Morphismen. Grob gesprochen sind also Funktoren Homomorphismen von einer Kategorie in eine andere.

Die Kategorientheorie fordert (sog. Eilenberg—MacLanesches Programm), „daß Gegenstand einer mathematischen Theorie vor allen solche Konstruktionen sein sollen, die man als Funktoren einer Kategorie in eine andere behandeln kann. Die Mathematik kann man in Abhängigkeit davon klassifizieren, welche Kategorien betrachtet werden (wir haben hier eine Analogie zum Kelinschen Erlanger Programm)".

Die Kategorientheorie ist in einem gewissen Sinne, wie etwa die Mengenlehre, als eine allgemeine Sprache der Mathematik anzusehen, die es ermöglicht, unterschiedlichste mathematische Gegenstandsbereiche von einem einheitlichen Standpunkt aus zu beschreiben. Außerordentlich viele bekannte mathematische Theorien, wie Gruppentheorie, kontrahierende Abbildungen in metrischen Räumen, Abbildungen von Mengen, Vektorräume usw. lassen sich natürlich kategorientheoretisch interpretieren. Die Einführung sinnvoller Begriffsbildungen in neuen Theorien wird durch die Kategorientheorie erleichtert.

Wie der Titel sagt, ist das o. g. Buch eine Einführung in die Kategorientheorie. Obwohl es hohe Ansprüche an das Vertrautsein mit abstrakten Begriffen und Schlußweisen stellt und sich prinzipiell an Mathematiker wendet, scheint es mir erstmals auch für den Techniker möglich, sich die ersten drei Kapitel in einem Buch über Kategorientheorie zu erarbeiten. Diese ersten drei Kapitel vermitteln die Grundbegriffe dieser Theorie.

Nur mit Kenntnis dieser Grundbegriffe wird es in Zukunft möglich sein, den Sinn vieler mathematischer Arbeiten, etwa auf dem Gebiet der Informatik (Automatentheorie, Theorie des Programmierens u. a.) zu verstehen und zu erkennen, inwieweit sich diese Arbeiten über ihren formalen Gehalt hinaus mit für die Technik relevanten Problemen befassen. Die Autoren geben eine Vielzahl von mathematischen Beispielen zur Erläuterung der abstrakten Begriffe, und sie bemühen sich sehr um Verständlichkeit.

Da es sich bei der Kategorientheorie um eine sehr grundsätzliche Entwicklung der Mathematik handelt, und da die Anzahl der Arbeiten, die in kategorientheoretischer „Sprache" abgefaßt sind, stark zunehmen wird, ist die Beschäftigung mit den Grundbegriffen dieser Theorie auch für den Techniker erforderlich. Das o. g. Buch bietet meiner Ansicht nach eine erste Möglichkeit dazu. B 1483 *M. Gössel*

Optimierungsmodelle in der Wirtschaft. Von *D. B. Judin* und *A. D. Judin* (in Russ.). Moskau: Verlag Nauka 1979, 288 Seiten.

Die Monographie der durch ihre Arbeiten auf dem Gebiet der angewandten Mathematik besonders bekannten sowjetischen Wissenschaftler beinhaltet verallgemeinernde Untersuchungen zur Modellierung ökonomischer Prozesse mit deterministischer und stochastischer Natur.

Die Autoren erläutern und analysieren eine große Anzahl von Prognose- und Planungsmodellen für Industrie und zum geringen Teil für die Landwirtschaft und verdeutlichen neue Entwicklungstendenzen in der Theorie und Praxis der ökonomisch-mathematischen Modellierung. Dabei gelingt es ihnen überzeugend, den fortschreitenden Prozeß der Mathematisierung der Wirtschaftswissenschaften und der Wirtschaftspraxis (schwerpunktmäßig anhand betrieblicher Anwendungsbeispiele) begreifbar und für den Leser am eigenen Forschungsgegenstand nachvollziehbar zu machen.

In der Einführung gehen die Autoren auf eine Reihe von Mängeln und daraus abzuleitende Schlußfolgerungen in der mo-

dernen Entscheidungsfindung, im Zusammenwirken von Fachleuten mit unterschiedlicher Ausbildungsrichtung in der Leitung, Planung und Steuerung der Produktion, im Einsatz von EDVA und im Aufbau sowie in der Nutzung von ASU ein.
Jedes der nachfolgenden 7 Kapitel stellt eine gelungene Synthese von anspruchsvollen theoretischen Darlegungen und Beweisführungen, Optimierungsmodellen, Lösungsmethoden und Anwendungsfällen dar. Im Kapitel 1 werden grundlegende Prinzipien der mathematisch fundierten Entscheidungsfindung diskutiert.
Kapitel 2 enthält eine ausgewogene Darstellung der linearen Optimierung (LO-Modelle, geometrische Interpretation, Dualität, Parameteroptimierung usw.). Im Kapitel 3 schließt sich der Problemkreis Theorie und Anwendung der nichtlinearen Optimierung an.
Kapitel 4, 5 und 6 enthalten ausführliche Darlegungen zur konvexen Optimierung (Theorie und Methoden), Mehrebenenoptimierung (lineare, nichtlineare), stochastischen Optimierung (bis hin zur Optimierung Markovscher Systeme).

Im abschließenden Kapitel 7 werden vor allem anwendungsorientierte Fragen der ganzzahligen Optimierung behandelt. Die für die Operationsforscher, Kybernetiker, Planungsfachleute u. a. sehr lesenswerte Monographie vermittelt einen beeindruckenden Überblick über Theorie und Praxis der ökonomisch-mathematischen Modellierung.
Das erklärte Ziel der Autoren, den Leser mit entscheidenden Fragen der ökonomisch-mathematischen Modellierung für ASU vertraut zu machen, kann trotz Verzicht auf Ausführungen zur rechentechnischen Realisierung als erreicht eingeschätzt werden. B 1468 *G. Peißker*

Computational Structures. An Introduction to Non-Numerical Computing. Von *A. V. Hall* (in Russ.). Moskau: Mir. 214 Seiten, 45 Bilder, 10 Tafeln.

Insbesondere im Zusammenhang mit der umfangreichen Entwicklung automatisierter Steuerungs- und Projektierungssysteme sowie der automatisierten Informationsverarbeitung u. a. erhält die Datenverarbeitung über die reine numerische Rechnung hinaus Bedeutung, wobei auch für die reine numerische Rechnung die Organisation der Informationsverarbeitung und Formen der Kommunikation mit der EDV insbesondere infolge begrenzter Speicherplätze und Rechenzeit an Bedeutung zunehmen. Nichtnumerische Rechnungen beinhalten u. a. Verkettungen, Operationen mit Tabellen und Verarbeitung von Zeilen.
In der Einführung unterscheidet der Autor die Datenstrukturen hinsichtlich ihrer konkreten Struktur (Abbildung ihrer Anwendung in einer konkreten Aufgabe), ihrer abstrakten Struktur (Abbildung der Beziehungen zwischen den einzelnen Datenkomponenten) und der maschinellen Struktur (Darstellung der Daten im Speicher). Diese Unterscheidung sowie die ausführliche Behandlung in diesen Strukturebenen erlaubt eine systematische Behandlung und klare Klassifikation der Methoden.
So wird im 1. Kapitel ein Überblick über abstrakte Strukturen (Graphen, Bäume, Stapel), im 2. Kapitel über maschinelle Strukturen gegeben. Hierbei finden Methoden der Speicherung von Graphen und Bäumen sowie entsprechende Steuerungsverfahren ihre Anwendung.
Auf dieser Grundlage können in den weiteren Kapiteln Probleme der Speicherung, Sortierung, Suche und Verarbeitung von Zeilen, Tabellen und Datenmassiven behandelt werden. Ausführlich sind entsprechende Algorithmen und ihre Effektivität sowie deren Anwendungsbereich untersucht. Jedes Kapitel enthält Aufgaben und Übungsbeispiele.
B 1457 *J.-A. Müller*

Meß- und Automatisierungstechnik (Technologien, Verfahren, Ziele; INTERKAMA-Kongreß 1980). Herausgeber: *D. Ernst* und *M. Thoma*. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1980. 863 Seiten (90 Seiten in Englisch), zahlreiche Bilder und Tafeln.

Der Band enthält — bis auf eine Ausnahme — alle Vorträge, die für den internationalen INTERKAMA-Kongreß 1980 vorbereitet wurden.
Die 56 Beiträge stehen weitgehend unter dem Motto des Einsatzes der Mikroelektronik in der Meß- und Automatisierungstechnik. Die im Kongreßband enthaltenen Vorträge widerspiegeln wesentliche Ergebnisse neuester Entwicklungen und Anwendungen auf folgenden Gebieten:
Sensortechnik, neue Bausteine für Meß-, Steuerungs- und Regelungstechnik, Aufbau komplexer Automatisierungssysteme, Geräte der Steuerungs- und Regelungstechnik, Anthropotechnik in Automatisierungssystemen, Automatisierung im Umweltschutz, Zuverlässigkeit und Sicherheit, Wägetechnik, Prüftechnik und Qualitätssicherung, Betriebsanalysenmeßtechnik, rationelle Energieanwendung.
Die Beiträge sind weitgehend deutschsprachig; der überwiegende Teil der Verfasser stammt aus der BRD.
Der Inhalt der Kongreßmaterialien gibt einen guten Überblick zu Zielen, Methoden, Verfahren, Geräten, Strategien und Technologien der Meß- und Automatisierungstechnik zu Beginn der achtziger Jahre. Wenn auch das gesamte Gebiet Meß- und Automatisierungstechnik hiermit natürlich nicht lückenlos überstrichen werden konnte, so bietet der Berichtsband doch eine sehr gute Gesamtdarstellung des aktuellen Standes dieser Disziplinen. Das partielle Studium dieser Tagungsmaterialien kann deshalb den Fachleuten aus der Entwicklung und Anwendung der Meß- und Automatisierungstechnik empfohlen werden. Er vermittelt vielfältige Detailinformationen und gestattet auch die Ableitung von Trendaussagen zum Fachgebiet.
B 1474 *H. Töpfer*

Methods and Applications in Adaptive Control. Proceedings of an International Symposium, Bochum 1980. Herausgeber: *H. Unbehauen*. Westberlin/Heidelberg/New York: Springer-Verlag 1980. 309 Seiten, 121 Bilder, 9 Tafeln.

Dieser Band der Reihe „Lecture Notes in Control and Information Sciences" faßt alle Vorträge zusammen, die am 20. und 21. 3.80 auf dem obengenannten Symposium an der Ruhr-Universität Bochum gehalten wurden. Das Ziel dieser Veranstaltung war eine Diskussion zu Gegenwart und Zukunft der adaptiven Steuerung. 180 Spezialisten aus 13 Ländern bemühten sich um einen richtungsweisenden Meinungsaustausch.
Drei der 26 Vorträge haben Übersichtscharakter und befassen sich mit
- der einheitlichen Beschreibung verschiedener Typen selbstanpassender Regler (self-tuning regulators) und ihren Entwurfsprinzipien (*Åström*)
- jüngsten Entwicklungen zur Theorie adaptiver Systeme unter Berücksichtigung von Stabilitäts- und Stochastikgesichtspunkten (*Narendra/Peterson*)
- der Anwendung adaptiver Systeme auf den Gebieten der Flugregelung, Prozeßsteuerung und elektrischen Antriebe (*Parks/Schaufelberger/Schmid/Unbehauen*)

Die zehn sich mit Anwendungen beschäftigenden Spezialvorträge betreffen Schiffssteuerung, Lagesteuerung von Satelliten, Steuerung von Turbinen und elektrischen Generatoren, zeitoptimale Lageregelung, Industrieroboter, Leistungsverlust-Minimierung in elektrohydraulischen Servosystemen, Zementherstellung und Pilotdestillationskolonnen. Die Publikation belegt, daß es nur wenige industrielle Anwendungen der adaptiven Steuerung und noch weniger Einsatzerfahrungen dazu gibt. Das im Vorwort genannte Hauptergebnis eines Rundtischgesprächs, die offensichtliche Vielfältigkeit der theoretisch orientierten Spezialvorträge und die Schlußfolgerungen aus den Übersichtsvorträgen sagen folgendes aus: die adaptive Steuerung ist zwar aus theoretischer Sicht bereits zum industriellen Einsatz bereit, die Realisierungsbasis dafür ist mit dem Mikrorechner gegeben, jedoch muß eine Reihe von Anwendungsbedingungen beachtet werden, die von der Theorie noch nicht erfaßbar sind. Daher ist künftig eine enge Kooperation zwischen Forschung und anwendender Industrie notwendig. Seitens der Forschung sollte die Konstruktion hypothetischer Probleme zur Rechtfertigung geringfügiger Erweiterungen der Grundtheorie vermieden werden. Statt dessen sind reale Aufgabenstellungen zu bearbeiten, um die Notwendigkeit für spezielle Erweiterungen aus eingesetzten Beispiellösungen ableiten zu können. B 1460 *H. Rudolph*

Konferenz INFERT 82

Die Sektion Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen der Technischen Universität Dresden führt am 1. und 2. September 1982 unter dem Motto „Industrielle Fertigung auf dem Wege zur Automatisierung" eine Konferenz mit internationaler Beteiligung durch. Sie dient der Vorstellung wissenschaftlicher Erkenntnisse und dem Erfahrungsaustausch auf den Gebieten

- automatisierungsgerechte Verfahrens- und Werkzeugentwicklung
- rechnergestützte Teilefertigung und Prozeßautomatisierung
- Automatisierung des Montageprozesses
- automatisierungsgerechte Projektierung integrierter Fertigungen
- rechnergestützte Konstruktion und Qualitätssicherung

als Beitrag zur Entwicklung der automatisierten, bedienarmen Produktion in der metallverarbeitenden Industrie.

Weitere Anfragen sind zu richten an: Technische Universität Dresden, Sektion Fertigungstechnik und Werkzeugmaschinen, Tagungsbüro „INFERT 82" DDR-8027 Dresden, Mommsenstraße 13.

TEMPERATUR '82

Der Fachunterausschuß Temperaturmeßtechnik der WGMA in der KDT und die Fachabteilung Thermodynamik des ASMW veranstalten am 4. und 5. November 1982 in Suhl die nächste wissenschaftlich-technische Tagung zur Temperaturmeßtechnik. Folgende thematische Schwerpunkte sind vorgesehen:

- Grundlagen der Temperaturmeßtechnik
- Analyse und Korrektur von Temperaturmeßfehlern
- Einsatz von Mikrorechnern in der Temperaturmeßtechnik
- Messung hoher Temperaturen
- Entwicklung von Temperatursensoren und Anwendung neuer Meßprinzipe
- Entwicklung und Einsatzerfahrungen von Temperaturmeßgeräten
- Temperaturmessungen in Industrie und nichttechnischen Bereichen
- berührungsfreie Temperaturmessung.

Von den Veranstaltern werden Vortragsanmeldungen zu theoretischen Grundlagen, experimentell-technischen Erfahrungen oder praktischen Anwendungsbeispielen erbeten.
Vortragsmeldungen mit 2 Kurzfassungen von etwa 1 Seite sind bis zum 31. März 1982 an
Doz. Dr.-Ing. *F. Bernhard*, Technische Hochschule Ilmenau, Sektion TBK, WB Prozeßmeßtechnik, 6300 Ilmenau, Postfach 327, Telefon 74218,
einzureichen.

Anfragen zur Teilnahme können an den Bezirksverband Suhl der KDT, 6000 Suhl, Thälmannplatz 4, Telefon 512299, gerichtet werden.

Fachtagung Mikroelektronik

Am 26. und 27. Mai 1982 findet in Görlitz unter dem Thema „Probleme bei der Kopplung zwischen Mikrorechner und Prozeß" die 6. Fachtagung „Mikroelektronik" statt. Träger ist die Ingenieurschule „Friedrich Engels" Görlitz in Verbindung mit dem KDT-Bezirksvorstand Dresden.
Die Tagung soll in erster Linie dem intensiven Erfahrungs- und Ideenaustausch über neue Lösungsvarianten, die den effektiven Einsatz von Mikrorechnern zur Steuerung industrieller Prozesse beschleunigen, dienen. Zum Vortrag sollen solche Arbeiten gelangen, die nachnutzungsfähige Lösungen enthalten, vorzugsweise am Beispiel des Mikrorechners K 1520. Dabei sollen sowohl Hardware- als auch Softwareprobleme behandelt werden. Im Vordergrund sollen Problemlösungen stehen, bei denen mit Hilfe moderner MSI- und LSI-Schaltkreise der DDR und des RGW sowie durch die Anwendung leistungsfähiger Programmiertechniken optimale Ergebnisse erzielt werden.
Kurzvorträge (max. 20 min) sind bis zum 15. Februar 1982 in Verbindung mit einer Kurzfassung (bestehend aus: Problemstellung, Lösung, Vorteile der gewählten Lösung, Nachnutzungsmöglichkeiten (1 bis 2 Schreibmaschinenseiten)) anzumelden.
Teilnahmemeldungen sollen bis spätestens 28. Februar 1982 erfolgen.
Anschrift:
Ingenieurschule für Elektronik und Informationsverarbeitung „Friedrich Engels" Görlitz, 8900 Görlitz, PSF 151, z. H. Dr.-Ing. *Ulrich* (Kurzvorträge) bzw. Dr. *Illgen* (Teilnahmemeldungen).

Mikrorechner überwacht Patienten

Zur systematischen postoparativen Patientenüberwachung in der Neurochirurgie wurde an der Chirurgischen Klinik der Medizinischen Akademie „Carl Gustav Carus", Dresden, erstmals ein hochleistungsfähiges Mikrorechnersystem eingesetzt. Es entstand in interdisziplinärer Zusammenarbeit zwischen Neurochirurgen der Akademie sowie Hochschulen und Forschungseinrichtungen der DDR. Den auf dem Fachgebiet tätigen Ärzten werden mit der Einführung dieser Mikrorechnersysteme völlig neue und optimale Behandlungsstrategien ermöglicht.
(ADN-BWT (18) 1454)

Automatisierte Karpfenfütterung

Mit Hilfe moderner automatisierungstechnischer Einrichtungen werden neuerdings im VEB Binnenfischerei Königswartha/Kr. Bautzen die Karpfen gefüttert. Das pelletierte Futter befindet sich in verankerten Pontons auf dem Teich und wird arbeitskräfte- und kraftstoffsparend zu bestimmten vorgegebenen Zeiten automatisch und dosiert durch Trichter in das Wasser geleitet. Die Karpfen haben sich rasch an diese Art der Fütterung gewöhnt.
(ADN-BWT (18) 1473)

Kapazitiver Niveaustandmesser

Der Bedarf an Niveaustandmessungen verschiedener Materialien in unterschiedlichsten Industriezweigen ist hoch. Breite Möglichkeiten bietet die Niveaustandmessung nach dem Kapazitätsprinzip, die eine weitgehend universelle Anwendung für Stoffe verschiedenster physikalischer (Aggregatzustand, Temperatur), mechanischer (Körnung), chemischer (Aggressivität) oder elektrischer (Leitfähigkeit, Dielektrizitätskonstante) Eigenschaften ermöglicht. Dieses Abtastverfahren kann somit für Schüttgut, körniges Material und Flüssigkeiten in Vorratsbehältern, Tanks, Bunkern, Silos o. ä. benutzt werden.
Im Unternehmen ZPA Jinonice/ČSSR wird ein kontinuierlicher kapazitiver Niveaustandmesser vom Typ SHK hergestellt, der aus Meßsonde und Auswerteeinrichtungen besteht. Je nach Anwendungsvariante gibt es zehn verschiedene Meßsonden. Die Kapazitätsänderung infolge des sich ändernden Füllstandes wird als Gleichspannungssignal an die Auswerteeinheit gegeben, die es zu einem analogen Einheits-Stromsignal verarbeitet.
(Aus „KOVO-export", 2/81)

Mikrorechner ermittelt Länge der Elektrode in Karbidöfen

Mit Hilfe eines Mikrorechners wird im Kombinat VEB Chemische Werke Buna die Länge der Elektrode in gedeckten Karbidöfen ermittelt. Bisher wurde zweimal wöchentlich am abgestellten und abgekühlten Ofen die Elektrodenlänge mit einer Meßplatte überprüft, was mit Stillstandszeiten und Produktionsausfall verbunden war. Das in Buna entwickelte und patentierte Verfahren ermittelt die Elektrodenlänge mit Hilfe des Rechners aus 400 von einem Richtmikrofon erfaßten Meßwerten.
(ADN-BWT (18) 1454)

KURZFASSUNGEN

Fuchs, H.; Bahrs, U.: IA 6.1.

Bemerkungen zur Entwicklung der Automatisierungstechnik

msr 25 (1982) H. 1, S. 2–7

Ausgehend von einer kurzen Charakterisierung typischer Etappen der Entwicklung der Automatisierungstechnik werden im Beitrag aus der Sicht der geräteherstellenden Industrie sowohl die Bauelemente-Voraussetzungen als auch der Stand der theoretischen Vorleistungen hinsichtlich der zukünftigen Entwicklung der Atuomatisierungstechnik in der DDR diskutiert.

Ehlert, H.; Drutkowski, D.; Würdisch, H.: IA 5.4.

GAA 5000 — eine neues System von Geräteautomatisierungsanlagen

msr 25 (1982) H. 1, S. 7–13

Angesichts steigender Forderungen an Komfort im Wohn-, Arbeits- und Verkehrsbereich einerseits und an wirtschaftliche Fahrweise der dazugehörigen technologischen Anlagen andererseits ist der Einsatz von Gebäudeautomatisationssystemen unumgänglich geworden. Im Beitrag wird das System GAA 5000 (Entwickler: VEB GRW Teltow) vorgestellt. Seine Nutzenskomponenten werden ausgewiesen.

Palm, R.: IA 1.1.6.

Instationäre stochastische Vorgänge mit begleitenden Poisson-Prozessen

msr 25 (1982) H. 1, S. 13–17

Anliegen des Beitrags ist die Beschreibung instationärer stochastischer Prozesse im Rahmen der Prozeßanalyse. Nach einer kurzen Einführung über Driftprozesse wird im Zusammenhang mit Übergangspunktprozessen der Begriff der „begleitenden Poisson-Prozesse" hergeleitet. Inhomogene Poisson-Prozesse und ein Verfahren, das die Identifikation konstanter und zeitvarianter Poisson-Parameter aus einem Driftprozeß erlaubt, bilden den Abschluß.

Noisser, R.: IA 1.1.4.1.

Beitrag zur numerischen Berechnung der Abtastübertragungsfunktion

msr 25 (1982) H. 1, S. 17–21

Drei Verfahren zur numerischen Bestimmung der Abtastübertragungsfunktion ($G(z)$) für ein vorgegebenes kontinuierliches System (KS) werden angegeben. Das erste ermittelt $G(z)$ mit Hilfe bekannter Eingangs- und Ausgangswerte des KS. Beim zweiten wird eine Partialbruchzerlegung für die Übertragungsfunktion des KS und nachfolgend die z-Transformierte der einzelnen Terme der Partialbruchzerlegung bestimmt. Beim dritten ist im wesentlichen die Übergangsmatrix des KS und daraus $G(z)$ zu berechnen. Die angeführten Verfahren werden hinsichtlich Speicherplatzbedarf, Rechenzeit und Genauigkeit miteinander verglichen.

Krönert, M.: IA 4.0.5.

Rechnergestützte polyoptimale Lenkung diskreter, diskontinuierlicher Produktionsprozesse der Strukturklasse Halbordnung

msr 25 (1982) H. 1, S. 32–36

Es wird ein Informationsprozeß zur rechnergestützten Produktionskontrolle und -lenkung für diskrete, diskontinuierliche Produktionsprozesse der Strukturklasse Halbordnung vorgestellt, wobei speziell auf den Teilprozeß Lenkung eingegangen wird. Die Aufgabe der Lenkung besteht darin, eine näherungsweise polyoptimale Prozeßstruktur für den technologischen Basisprozeß zu bestimmen. Voraussetzung für das zu lösende Polyoptimierungsverfahren sind die im Ergebnis der Bilanzoptimierung bei festen Kapazitäten und der Bilanzoptimierung bei festen Terminen entstehenden monooptimalen Prozeßstrukturen.

Bening, F.: IA 4.5.2.

Zur Berechnung der Restwelligkeit von Pulsdemodulatoren

msr 25 (1982) H. 1, S. 36–39

Es wird eine Methode beschrieben, die es erlaubt, die Restwelligkeit eines Pulslängendemodulators zu berechnen. Dies interessiert speziell bei einer gleichgroßen Meßwertübertragung. Im Zeitbereich wird eine Matrixgleichung aufgestellt, deren Ordnung mit der des Demodulationsfilters übereinstimmt. Ergebnisse werden an dem Demodulator 3. Ordnung diskutiert.

Thomas, J.; Hänsel, A.; Riedel, B.: IA 6.8.

Laborpraktische Ausbildung zur Prozeßautomatisierung mit Rechnern

msr 25 (1982) H. 1, S. 39–44

Für die studentische Ausbildung von Automatisierungs-Ingenieuren wird, ausgehend von formulierten Zielstellungen, die Konzeption eines Labor-Praktikums zur Prozeßautomatisierung mit Rechnern vorgestellt, das insgesamt 10 Versuche zu den Komplexen
— Kleinprozeßrechner-Anwendung
— Mikroprozeßrechner-Anwendung
— Anwendung dezentralisierter Prozeßrechnersysteme
enthält. Über die bisher realisierten Versuche werden erste Erfahrungen vermittelt.

РЕЗЮМЕ

Fuchs, H.; Bahrs, U.: IIA 6.1.

Соображения о развитии техники автоматизации

msr 25 (1982) № 1, стр. 2–7

Исходя из короткой характеристики типичных этапов развития техники автоматизации из вида приборостроительной промышленности в данной статье обсуждены как предпосылки элементов, так и уровень теоретических предварительных работ относительно будущего развития техники автоматизации в ГДР.

Ehlert, H.; Drutkowski, D.; Würdisch, H.: IIA 5.4.

GAA 5000 — новая система установок автоматизации зданий

msr 25 (1982) № 1, стр. 7–13

Ввиду возрастающих требований к удобству в жилой области, а также области работы и движения с одной стороны и экономному режиму работы принадлежащих технологических установок с другой стороны применение систем автоматизации зданий стало неизбежным. В статье представлена система GAA 5000 (завод-разработчик: НП ЗАВОД ПРИБОРОВ И РЕГУЛЯТОРОВ „GRW", г. Тельтов). Показаны полезные компоненты.

Palm, R.: IIA 1.1.6.

Нестационарные стохастические процессы с сопровождающими процессами Пуассона

msr 25 (1982) № 1, стр. 13–17

Предметом данной статьи является описание нестационарных стохастических процессов в рамках анализа процессов. После краткого введения о дрейфовых процессах в связи с процессами точки передачи выведено понятие „сопровождающих процессов Пуассона". Гетерогенные процессы Пуассона и способ, позволяющий идентификацию постоянных и временно переменных параметров Пуассона из дрейфового процесса, заканчивают статью.

Noisser, R.: IIA 1.1.4.1.

О цифровом расчете функции передачи развёртки

msr 25 (1982) № 1, стр. 17–21

Приведены три метода цифрового определения функции передачи развертки ($G(z)$) для заданной непрерывной системы. Первый метод определяет функцию передачи развертки с помощью известных входных и выходных значений заданной непрерывной системы. При втором методе определены разложение на простейшие дроби для функции передачи заданной непрерывной системы, а затем трансформанта z отдельных термов разложения на простейшие дроби. При третьем методе, в основном, должна быть рассчитана матрица перехода заданной непрерывной системы и из этого функция передачи развертки. Приведенные методы сравнены друг с другом относительно габаритных требований ячейки запоминающего устройства, времени вычисления и точности.

Krönert, M.: IIA 4.0.5.

Полиоптимальное управление производственными процессами структурного класса полупорядка дискретного, прерывистого характера при применении вычислительной машины

msr 25 (1982) № 1, стр. 32–36

Представлен информационный процесс контроля и управления производственными процессами структурного класса полупорядка дискретного прерывистого характера, причем специально отмечен частичный процесс управления. Задача управления состоит в том, чтобы определить приблизительно полиоптимальную структуру процесса для технологического базисного процесса. Предпосылкой решаемого метода полиоптимизации являются монооптимальные структуры процесса, возникающие в результате оптимизации баланса при постоянных мощностях и оптимизации баланса при постоянных сроках.

Bening, F.: IIA 4.5.2.

О вычислении остаточной пульсации импульсных демодуляторов

msr 25 (1982) № 1, стр. 36–39

Описан метод, позволяющий вычисление остаточной пульсации широтно-импульсного демодулятора. Это особенно интересно при передаче измеряемых значений одинаковых величин. Во временном диапазоне составлено матричное уравнение, порядок которого совпадает с порядком фильтра демодулятора. Результаты обсуждены на примере демодулятора третьего порядка.

Thomas, J.; Hänsel, A.; Riedel, B.: IIA 6.8.

Лабораторно-практическое обучение для автоматизации процессов с помощью вычислительных машин

msr 25 (1982) № 1, стр. 39–44

Для обучения студентов, будущих инженеров по автоматизации, исходя из сформулированных целеустановок представлена концепция практического занятия в лаборатории для автоматизации процессов с помощью вычислительных машин, включающего всего 10 опытов по комплексам:
— применение миниатюрных УВМ;
— применение микро-УВМ;
— применение децентрализованных УСО.
Указан первый опыт о реализованных до сих пор опытах.

SUMMARIES

Fuchs, H.; Bahrs, U.: IA 6.1.

Remarks on the Development of Automation Engineering

msr **25** (1982) No. 1, pp. 2—7

Starting from a brief characterization of typical stages in the development of automation engineering the authors discuss, from the point of view of industries producing automation equipment, both the component suppositions and the state of the theoretical preparations as to the future development of automation engineering in the GDR.

Ehlert, H.; Drutkowski, D.; Würdisch, H.: IA 5.4.

GAA 5000 — A New System of Building Automation Equipment

msr **25** (1982) No. 1, pp. 7—13

In view of the rising requirements, on the one hand, for the comfort in the living, working and traffic domain and, on the other hand, for the economic operation of the corresponding technological plants the application of building automation systems has become indispensable. In this contribution the authors represent the system GAA 5000 developed by VEB GRW Teltow and show its advantages.

Palm, R.: IA 1.1.6.

Instationary Stochastic Phenomena with Accompanying Poisson Processes

msr **25** (1982) No. 1, pp. 13—17

The aim of the contribution is the description of instationary stochastic processes within the scope of the the process analysis. After a short introduction into drift processes the author derives the notion of the accompanying Poisson processes in connection with the transient point processes. Finally, inhomogeneous Poisson processes and a method allowing the identification of constant or time-variable Poisson parameters from a drift process are treated.

Noisser, R.: IA 1.1.4.1.

Contribution to the Numerical Calculation of the Discrete Transfer Function

msr **25** (1982) No. 1, pp. 17—21

The author presents three methods for the numerical determination of the discrete transfer function $G(z)$ of a given continuous system. The first method determines $G(z)$ by means of known input-output values of the continuous system, the second one using a partial fraction expansion for the continuous system transfer function followed by z-transform whereas the third one calculating the continuous system transfer matrix and from this $G(z)$. The mentioned methods are compared one with the other as to storage requirement, computing time and accuracy.

Krönert, M.: IA 4.0.5.

Computer-Aided Polyoptimal Guidance of Discrete Discontinuous Production Processes of the Structural Class Semi-Order

msr **25** (1982) No. 1, pp. 32—36

The author presents an information process for the computer-aided supervision and guidance of discrete discontinuous production processes of the structural class semi-order, the partial process guidance being treated in particular. The task of the guidance consists in the determination of an approximatively polyoptimal structure for the technological basic process. The monooptimal process structures arising as a result of the balance optimization with fixed capacities and fixed terms, respectively, are the presupposition for the polyoptimization problem to be solved.

Bening, F.: IA 4.5.2.

On the Calculation of the Residual Ripple of Pulse Demodulators

msr **25** (1982) No. 1, pp. 36—39

The author describes a method for calculating the residual ripple of a pulse-width demodulator. This is especially interesting with the d.c. measuring value transmission. A matrix equation in time domain is established the order of which being equal to that of the demodulation filter. Results are discussed by means of the third-order demodulator.

Thomas, J.; Hänsel, A.; Riedel, B.: IA 6.8.

Laboratory Practice Education for Process Automation by Computer

msr **25** (1982) No. 1, pp. 39—44

For student education in automation engineering the authors present the conception of a laboratory practice by computer containing ten experiments within the scope of minicomputer and microcomputer use and of applying decentralized process computer systems. First experiences in the experiments hitherto realized are communicated.

RÉSUMÉS

Fuchs, H.; Bahrs, U.: IA 6.1.

Des remarques sur le développement de la technique d'automation

msr **25** (1982) No. 1, pp. 2—7

A partir d'une brève caractérisation d'étapes typiques dans le développement de la technique d'automation, les auteurs discutent, du point de vue de l'industrie produisant des équipements d'automation, non seulement les présuppositions quant aux composants mais aussi les préparations théoriques pour le futur développement de la technique d'automation en RDA.

Ehlert, H.; Drutkowski, D.; Würdisch, H.: IA 5.4.

GAA 5000 — un nouveau système d'automation de bâtiment

msr **25** (1982) No. 1, pp. 7—13

En vue des exigences augmentantes, d'une part, pour le confort dans les domaines d'habitation, de travail et de trafic et, d'autre part, pour une opération économique des correspondantes installations technologiques, l'emploi de systèmes d'automation de bâtiment est devenu indispensable. Dans cette contribution, les auteurs présentent le système GAA 5000 développé par le VEB GRW Teltow et montrent ses avantages.

Palm, R.: IA 1.1.6.

Des phénomènes stochastiques instationnaires avec d'accompagnants processus de Poisson

msr **25** (1982) No. 1, pp. 13—17

Le but de cette contribution est la description de processus de Poisson en cadre de l'analyse de processus. Après une brève introduction dans les processus de drift, l'auteur dérive la notion des accompagnants processus de Poisson en connexion avec des processus de point transitoires. Enfin, des processus de Poisson inhomogènes et une méthode permettant d'identifier des paramètres de Poisson constants et temps-variables à partir d'un processus de drift sont traités.

Noisser, R.: IA 1.1.4.1.

Une contribution au calcul numérique de la fonction de transfert discrète

msr **25** (1982) No. 1, pp. 17—21

L'auteur présente trois méthodes pour la détermination numérique de la fonction de transfert discrète $G(z)$ d'un système continu donné. La première méthode détermine $G(z)$ à l'aide de valeurs connues d'entrée et de sortie du système continu, la deuxième employant un développement en fractions partielles et, subséquemment, la transformation z tandis que la troisième calculant la matrice transitoire du système continu et de là $G(z)$. Les méthodes susdites sont comparées l'une avec l'autre quant à l'exigence de mémoire, le temps de calcul et la précision.

Krönert, M.: IA 4.0.5.

Le guidage polyoptimal assisté par ordinateur de processus de production discrets discontinus de la classe structurelle de semi-ordre

msr **25** (1982) No. 1, pp. 32—36

L'auteur présente un processus d'information pour la surveillance et le guidage assistés par ordinateur de processus de production discrets discontinus de la classe structurelle de semi-ordre, le processus partiel guidage étant traité en particulier. La tâche du guidage consiste dans la détermination d'une structure approximativement polyoptimale pour le processus de base technologique. Les structures de processus monooptimales apparaissant comme résultat de l'optimisation de bilan près de capacités fixes et de termes fixes sont la supposition pour le problème de polyoptimisation à résoudre.

Bening, F.: IA 4.5.2.

Sur le calcul de l'ondulation résiduelle de démodulateurs d'impulsions

msr **25** (1982) No. 1, pp. 36—39

L'auteur décrit une méthode pour calculer l'ondulation résiduelle d'un démodulateur d'impulsions en durée. Cela est particulièrement intéressant près la transmission des valeurs de mesure à courant continu. Dans le domaine temporel, une équation de matrice est établie dont l'ordre est égal à celui-ci du filtre de démodulation. Des résultats sont discutés à l'aide du démodulateur du troisième ordre.

Thomas, J.; Hänsel, A.; Riedel, B.: IA 6.8.

L'éducation de pratique de laboratoire pour l'automation de processus par ordinateur

msr **25** (1982) No. 1, pp. 39—44

Pour l'éducation d'étudiants dans la technique d'automation, les auteurs présentent une conception d'une pratique de laboratoire pour l'automation de processus par ordinateur contenant dix expériences en cadre de l'emploi de mini-ordinateurs et micro-ordinateurs ainsi que de l'emploi de systèmes d'ordinateur de processus décentralisés. De premières expériences avec les postes expérimentaux réalisés jusqu'ici sont communiquées.

Bestellschein

Technik-Literatur

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Inland beim örtlichen Buchhandel bestellen.

Expl.

Starkstromanlagen
Planung · Gestaltung · Berechnung
Fachschulliteratur
J. Gester; G. Schmidt
8., bearbeitete Aufl., 364 Seiten,
249 Bilder, 36 Tafeln,
Kunstleder 20,— M
Bestell-Nr. 552 934 6 .....

Theorie der Wechselstromschaltungen
Lehrbuch
Hochschulliteratur
K. Lunze
4., durchgesehene Aufl., 288 Seiten,
1 Beilage, zahlr. Bilder,
Kunstleder 18,— M
Bestell-Nr. 552 088 6 .....

Umformen und Schneiden
Reihe Fertigungstechnik
Hoch- und Fachschulliteratur
H. Jahnke; R. Retzke; W. Weber
5., bearbeitete Aufl., 334 Seiten,
308 Bilder, 93 Tafeln,
Kunstleder 22,— M
Bestell-Nr. 552 434 2 .....

Werkstoff- und Bauvorschriften für Anlagen der Dampf- und Drucktechnik
TÜ-Kollektiv
9., stark bearbeitete Aufl., 260 Seiten,
zahlr. Bilder und Tafeln,
Kunstleder 25,— M
Bestell-Nr. 552 806 0 .....

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik ebenfalls mit diesem Vordruck bestellen.

Expl.

....

....

....

....

.....
Name, Vorname

.....
Anschrift mit Postleitzahl

....
Datum Unterschrift

messen · steuern · regeln

Herausgeber Verlag	Kammer der Technik VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn dd
Verlagsleiter	Dipl.-Ök. *Herbert Sandig*
Redaktion	Dipl.-Ing. *Dieter Herrmann*, Verantwortlicher Redakteur (komm.); Telefon: 2870374; Dr.-Ing. *Dietrich Werner*, Redakteur, Telefon: 287 03 62
Lizenz-Nr.	1112 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	15936
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,— M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,— M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	VEB Druckerei „Thomas Müntzer“, 5820 Bad Langensalza
	Umschlag — eingetragene Schutzmarke des Warenzeichenverbandes Regelungstechnik e. V., Berlin
Anzeigenannahme	DDR-Anzeigen: DEWAG Berlin, 1026 Berlin, Rosenthaler Str. 28—31 (Telefon: 270 32 90), und alle DEWAG-Zweigstellen. Anzeigenpreisliste Nr. 6 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR-1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten DDR	sämtliche Postämter; örtlicher Buchhandel; VEB Verlag Technik
UdSSR	Gebiets- und Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' und Postämter
SVR Albanien	Spedicioni Shtypit te Jashtem, Tirane
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue-Paris, Sofia
VR Polen	ARS POLONA, Krakowskie Przedmieście 7, 00-068 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei şi Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucureşti
ČSSR	PNS, Vinohradská 46, 12043 Praha 2 PNS, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
Ungarische VR	P.K.H.I., P.O.B. 16, 1426 Budapest
Republik Kuba	Instituto Cubano del Libro, Centro de Exposición, Belascoain 864, La Habana
VR China	China National Publications Import Corporation, P.O. Box 88, Peking
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
Koreanische VDR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyongyang
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
BRD und Westberlin	ESKABE-Kommissionsgrossobuchhandlung, Postfach 30, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141—167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstr. 111, Berlin(West) 30, sowie weitere Grossisten und VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293
Österreich	Globus Buchvertrieb, Höchstädtplatz 3, A-1206 Wien
Schweiz	Genossenschaft Literaturvertrieb, Cramerstr. 2, CH-8004 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; VEB Verlag Technik, DDR-1020 Berlin, Postfach 293

Annahmebedingungen

Die Redaktion veröffentlicht nur solche Beiträge, die noch an keiner anderen Stelle des In- und Auslandes in dieser Form erschienen sind oder bis zur Veröffentlichung erscheinen werden und die die Verfasser bis zum Ablauf des ersten, dem Erscheinen folgenden vollen Kalenderjahres an keiner anderen Stelle veröffentlichen, ohne hierzu vorher die Zustimmung der Redaktion der Zeitschrift eingeholt zu haben. Mit der Annahme und Veröffentlichung des Manuskriptes geht das ausschließliche Verlagsrecht für alle Sprachen und Länder auf den Verlag über. Es ist ohne ausdrückliche Genehmigung der Redaktion nicht gestattet, fotografische Vervielfältigungen, Mikrofilme u. a. von Heften der Zeitschrift, einzelnen Beiträgen oder von Teilen daraus herzustellen. Ferner behält sich die Redaktion Änderungsvorschläge nach der Durcharbeitung der Beiträge vor. Beiträge müssen eine Kopie der Veröffentlichungsfreigabe des Betriebes bzw. des Instituts enthalten.

Richtlinien für die Manuskriptgestaltung sind dem Heft 1 (Beilage) messen · steuern · regeln 1982 zu entnehmen bzw. werden von der Redaktion auf Anfrage zugesandt. Die Einhaltung dieser Gesichtspunkte garantiert eine sofortige Bearbeitung und verzögerungsfreie Veröffentlichung der Arbeit in der Zeitschrift.

Hierbei handelt es sich um neue Titel aus der UdSSR, die dem sowjetischen Neuerscheinungsdienst „Novye knigi" entnommen sind. Die Bücher können über den Volksbuchhandel bestellt werden.

[1] Monte-Karlo metody v statističeskoj fizike (Monte-Carlo-Methoden in der statistischen Physik). Mir. 4. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (70).

[2] *Šup, T.:* Rešenie inženernych zadač na EVM (Lösung von Ingenieuraufgaben auf der EDVA. Übers. aus dem Engl.). Mir. 2. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (85).

[3] *Chog, E.; Arora, Ja.:* Prikladnoe optimal'noe proektirovanie (Angewandte optimale Projektierung. Übers. aus dem Engl.). Mir. 3. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (93).

[4] *Anderson, R.:* Dokazatel'stvo pravil'nosti program (Beweis für die Richtigkeit von Programmen. Übers. aus dem Engl.) Mir. 2. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (207).

[5] Vyčislitel'nye seti i setevye protokoly (Rechnernetze und Netzprotokolle. Übers. aus dem Engl.). Mir. 1. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (208).

[6] *Zelkovic, M.; Šo, A.; Gennon, Dž.:* Prinzipy proektirovanija programmnogo obespečenija (Prinzipien der Projektierung der Software. Übers. aus dem Engl.). Mir. 3. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (210).

[7] *Kasti, Dž.:* Bol'šie sistemy. Svjaznost', složnost' i katastrofy (Große Systeme. Kompaktheit, Kompliziertheit und Katastrophen. Übers. aus dem Engl.). Mir. 3. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (211).

[8] *Kochonen, T.:* Associativnye zapominajuščie ustrojstva (Assoziative Speichereinrichtungen. Übers. aus dem Engl.). Mir. 3. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (212).

[9] *Linger, R.; Mills, Ch.; Uitt, B.:* Teorija i praktika strukturnogo programmirovanija (Theorie und Praxis der strukturellen Programmierung. Übers. aus dem Engl.). Mir. 2. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (213).

[10] *Sjas, D.; Kerr, D.; Mednik, S.:* Zaščita EVM (Schutz von EDVA. Übers aus dem Engl.). Mir. 3. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (214).

[11] *Tejer, T.; Lipov, M.; Nel'son, E.:* Nadežnost' programmnogo obespečenija (Zuverlässigkeit der Software. Übers. aus dem Engl.) Mir. 2. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (215).

[12] *Jarmiš, R.; Jarmiš, Dž.:* Osnovy programmirovanija na jazyke ASSEMBLERA (Grundlagen der Programmierung in Assembler. Übers. aus dem Engl.). Mir. 4. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (216).

[13] Kibernetičeskij sbornik. Vyp. 19 (Kybernetischer Sammelband. Ausg. 19). Mir. 4. Quart. 1982. NK-No. 7—81 (220).

[14] Osnovy proektirovanija i organizacii ASU (Grundlagen der Projektierung und Organisation von ASU). Finansy i statistika. 3. Quart. 1982. NK-No. 18—81 (300).

[15] *Gusakov, A. A.:* Sistemotechnika stroitel'nogo proizvodstva (Systemtechnik des Bauwesens). Strojizdat. 3. Quart. 1982. NK-No. 19—81 (38).

[16] *Rumjanskaja, G. N.; Eremenko, Ju. M.; Klevakin, Ju. G.:* Effektivnost' avtomatizirovannoj sistemy upravlenija stroitel'stvom (Effektivität automatisierter Systeme der Steuerung der Bauproduktion). Strojizdat. 2. Quart. 1982. NK-No. 19—81 (49).

[17] *Etkind, Ju. L.:* Avtomatizacija upravlenčeskich rešenij v promyšlennom stroitel'stve (Automatisierung von Steuerentscheidungen im industriellen Bauwesen). Strojizdat. 2. Quart. 1982. NK-No. 19—81 (54).

[18] Vyčislitel'naja technika i voprosy kibernetiki. Vyp. 19 (Rechentechnik und Fragen der Kybernetik. Ausg. 19). Izd-vo Mosk. un-ta. 3. Quart. 1982. NK-No. 20—81 (91).

[19] Vyčislitel'nye metody i programmirovanie (čislennye metody v zadačach elektrodinamiki). Vyp. 36. (Rechentechnische Methoden und Programmierung (numerische Methoden in Aufgaben der Elektrodynamik). Ausg. 36. Izd-vo Mosk. un-ta. 1. Quart. 1982. NK-No. 20—81 (92).

[20] Vyčislitel'nye metody i programmirovanie (voprosy sistemnogo programmirovanija i matematičeskogo obespečenija) Rechentechnische Methoden und Programmierung (Fragen der Systemprogrammierung und der Software. Ausg. 37). Izd-vo Mosk. un-ta. 3. Quart. 1982. NK-No. 20—81 (93).

[21] Nekladkie zadači teorii optimizacii i upravlenija (Nichtglatte Aufgaben der Theorie der Optimierung und Steuerung). Izd-vo Leningr. un-ta. 1. Quart. 1982. NK-No. 21—81 (40).

[22] Diskretnye i nepreryvnye dinamičeskie sistemy (Diskrete und kontinuierliche dynamische Systeme). Izd-vo Dal'nevost. nauč. centra ANSSSR. 3. Quart. 1981. NK-No. 24—81 (47).

[23] Issledovanie operacij i programmirovanie (Operationsforschung und Programmierung). Štiinca (Mold. SSR). 1. Quart. 1982. NK-No. 24—81 (48).

[24] Matematičeskie issledovanija. Vyp. 66: Grafy, gipergrafy i diskretnye optimizacionnye zadači (Mathematische Forschung. Ausg. 66: Graphen, Hypergraphen und diskrete Optimierungsaufgaben). Štiinca (Mold. SSR). 1. Quart. 1982. NK-No. 24—81 (150).

[25] Matematičeskie issledovanija. Vyp. 69: Sistemnoe i teoritičeskoe programmirovanie (Mathematische Forschung. Ausg. 69: Systemprogrammierung und theoretische Programmierung). Štiinca (Mold. SSR). 2. Quart-1982. NK-No. 24—81 (153).

[26] Dinamika složnych sistem (Dynamik komplizierter Systeme). Izd. Dal'nevost. nauč. centra ANSSSR. 1979. NK-No. 23—81 (321M).

[27] *Ustinova, G. M.:* Avtomatizirovannye sistemy upravlenija torgovlej (Automatisierte Systeme der Steuerung des Handels). Višča škola (USSR). 2. Quart. 1982. NK-No. 22—81 (310).

15936 1 APW 4011 7001 1003
159 549 964
SHAT 11

Neuerscheinung

Kontinuierliche Steuerungen

Arbeitsbuch: Aufgaben und Anwendungen

Von Doz. Dr.-Ing. Josef Sponer
Reihe Theoretische Grundlagen der automatischen Steuerung.

222 Seiten, 155 Bilder, 19 Tafeln, Leinen, 16,— M, Ausland 22,— M. Bestellangaben: 552 9661/Sponer, Steuerung

Für ein effektives Durcharbeiten eines Lehrbuches empfiehlt es sich, Aufgaben- und Problemstellungen zur Verfügung zu haben, bei deren Lösung überprüft werden kann, ob das erworbene Wissen anwendungsbereit ist. Mit dem jetzt vorliegenden Arbeitsbuch, das auf den Kenntnissen aufbaut, wie sie im Lehrbuch von K. Reinisch „Analyse und Synthese kontinuierlicher Steuerungssysteme" (2., bearbeitete Auflage in Vorbereitung für II. Quartal) vermittelt werden, wurde versucht, das obengenannte Anliegen zu verwirklichen.

In den 65 Aufgabenkomplexen, gegliedert jeweils in Aufgabe — Lösungshinweis — Ergebnis — Lösungsweg, hat der Leser die Möglichkeit, sein Wissen zu überprüfen, es zu vertiefen und Fertigkeiten zur Lösung von Problemstellungen zu erwerben.

Die Aufgabenkomplexe umfassen Probleme der Steuer- und Beobachtbarkeit, der Stabilitätsanalyse und -prüfung, Fragen der experimentellen Identifikation, der analytischen Modellbildung sowie Verfahren zur Analyse und Synthese von Regelungen.

Aufgaben und Lösungen sind so gestaltet, daß wichtige Aussagen und Gleichungen des Lehrbuches wiederholt wurden, das Arbeitsbuch somit auch als selbständige Einheit genutzt werden kann.

Soeben erschienen. Im Fachbuchhandel erhältlich

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN